radioelektronik

9-10 '81

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Za pobraniem pocztowym wysyłamy: słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 330 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 130 zł. Przystawki do instrumentów muzycznych na zapytanie. Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź. EO/39/K/81

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/340/K/81

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiam (roczna gwarancja). Mgr inż. Adam Skubis, ul. Jagiełły 29, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). EO/1397/K/80

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344. EO/522/K/81

Zakład Elektromechaniczny wykonuje na zamówienia: oscyloskop amatorski, cena 7800 zł; „Auto Tester" z oscyloskopem, cena 35 000 zł; stetoskop – defektoskop elektroniczny do nasłuchiwania pracy silników samochodowych, cena 1600 zł. Andrzej Tajstra, ul. Piotrowicka 88/2, 40-724 Katowice. EO/564/K/81

Sprzedam filtry elektromechaniczne EMF 500 3N i EMF 500 0,6S z pilotami oraz kwarce 8, 10, 13,5, 15, 22, 22,5 MHz. Zbigniew Kolak, ul. Dzierżyńskiego 1 „C" m 28, 05-300 Mińsk Maz. EO/535/K/81

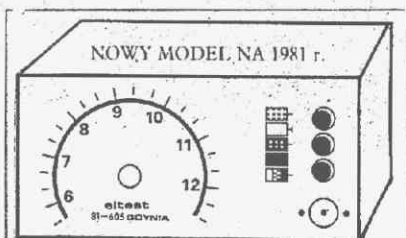
Sprzedam filtr XF9B z pilotami prod. RFN, P842 z premixerem 50-kwarcowym. Krzysztof Włodarczyk, ul. Białostocka 48, 42-200 Częstochowa. EO/581/K/81

Wykonuję druki jednostronne w cenie 1 zł za cm², dwustronne 2 zł za cm². Koszt wykonania 10 otworów 1 zł. Płytki pokrywam kalafonią. Sprzedam laminat 15 zł za dcm². Krzysztof Wawrynek, ul. Jerzego 4/5, 49-300 Brzeg. EO/580/K/81

Wymienię lub sprzedam filtry 9 MHz (również XF-9 B) z pilotami i kwarcami pasmowymi, kwarce do budowy filtrów, zegarów i inne, radzieckie filtry elektromechaniczne z kwarcami pasmowymi, elementy do budowy transceiverów oraz półprzewodniki do radzieckich przenośnych telewizorów kolorowych. M. Piejko, ul. Mickiewicza 4/1, 59-901 Zgorzelec. EO/603/K/81

Cd. na III str. okładki

NOWY MODEL NA 1981 r.



GENERATOR TV OBRAZÓW
biała krata-kropki-gradacja-biel-tło
cena 4600 zł

Dostarczany także w zestawach do montażu. Ceny zestawów 1200 zł i 1900 zł.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re"
GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń:
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 400 zł
FONO-LUX radiowy – cena 370 zł
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST 81-605 Gdynia ul. Słoneczna 64



Radioelektronik

WRZESIEŃ-PAŹDZIERNIK 1981 ● ROCZNIK XXXII (33–34)

9-10 '81

Z KRAJU I ZE ŚWIATA . . . 177
Elektronika na Targach Brneńskich . . . 179
TECHNIKA RiTV
Zastosowanie układu scalonego AY-3-8500 do gier telewizyjnych – Janusz Gajewicz . . . 179
ELEKTRONIKA DOMOWA
Usprawnienie domofonu – Aleksander Orłowski . . . 182
Elektroniczne regulowany fotel samochodowy – Krystyna Lelakowska . . . 191
Elektronicznie programowane bezpieczniki do wiązań narciarskich – Krystyna Lelakowska . . . 197
Elektroniczny czasomierz – Wojciech Oksieńczuk, Janusz Macioszek . . . 199
MIERNICTWO ELEKTRONICZNE
Cyfrowy multimetr przenośny – cz. II – ostatnia – Bogusław Kalinowski . . . 184
Próbnik stanów logicznych TTL – Wiesław Kacprzak, Janusz Słowiński . . . 188
ELEKTROAKUSTYKA
Efekt wirofoniczny – Zbigniew Stanisław Woźniak . . . 190
Przystawka „fuzz" – Robert Stufka . . . okł. III
PRZEGLĄD SCHEMATÓW
Turystyczny odbiornik radiofoniczny STERN-GARANT 2130 . . . 191
RADIOKOMUNIKACJA
Filtry eliptyczne do nadajników KF – Zdzisław Bieńkowski SP6LB . . . 198
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI . . . 201
URZĄDZENIA ZASILAJĄCE
Dobór elementów zabezpieczenia nadprądowego stabilizatorów za pomocą nomogramów – Edward Henryk Szadkowski . . . 206
ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA
Wykrywacz promieniowania radaru drogowego (uzupełnienie art. z nru 3/81) – Irena Gwiazdowska, Karol Renau . . . 207
Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ
Przystosowanie gramofonu G-1100 Fs „Daniel" do płyt 45 obr/min o średnicy 300 mm – Przemysław Ratajczak . . . 208
Źródło częstotliwości wzorcowej 60 Hz do zegara elektronicznego – Franciszek Piasecki . . . 208
PRZEGLĄD WYDAWNICTW . . . okł. IV

WYDAWNICTWO



SIGMA

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski

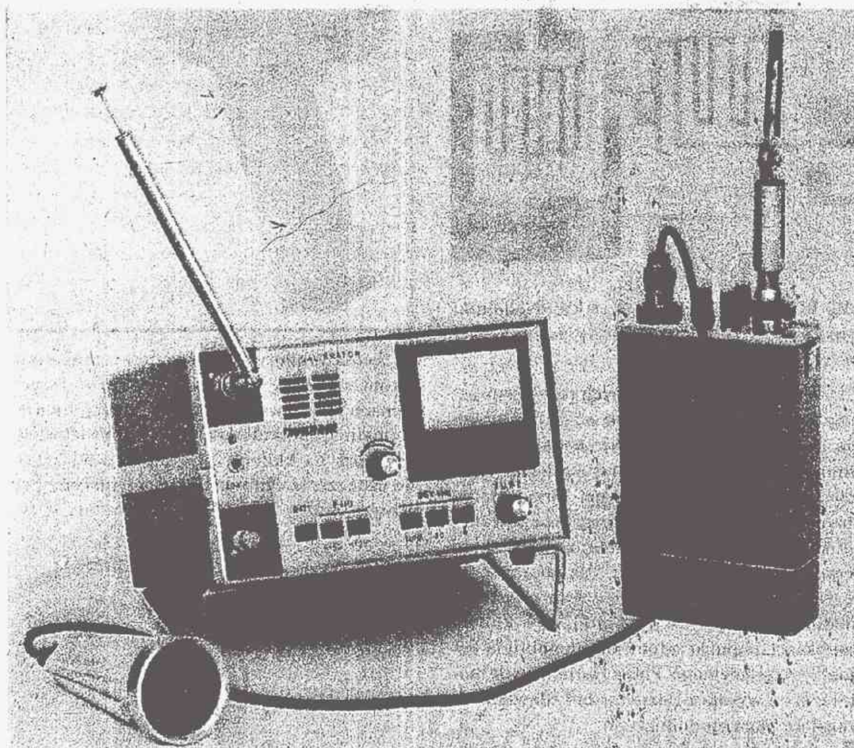
Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto: NBP XV O.W-wa nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT–SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 4059/CD. Nakład 80 000 egz. L-119. Ark. druk. 4,5. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 16. – Numer zamknięto 1981 r.

■ W Centrum Naukowo-Produkcyjnym Technik Komputerowych i Pomiarów (MERA) opracowano i wdrożono do produkcji **kalibrator do kontroli radiotelefonów** z modulacją częstotliwości (fot. niżej). Kalibrator typu E610 umożliwia korygowanie generatorów kwarcowych w nadajnikach i radiotelefonach z dokładnością $1 \cdot 10^{-6}$ oraz mierzyć wielkość dewiacji nadajnika. Przyrząd jest przystosowany do zasilania z sieci lub wewnętrznego źródła napięcia. Może zatem służyć do kontroli radiotelefonów stacjonarnych, przenośnych i przewoźnych, także w warunkach terenowych. W opracowaniu jest kolejny model kalibratora dostosowany do zasilania z akumulatora sieciowego.



■ Na ostatniej (luty) konferencji SMPTE (Stowarzyszenie Inżynierów Filmu i Telewizji) w San Francisco, dyskutowano i demonstrowano prototypy magnetowidów cyfrowych. Systemy opracowane przez czołowe firmy (RCA, Ampex, Sony) stosowały wybieranie próbkujące od 864 do 912 elementów na jedną linię (13,5...14,5 MHz częstotliwość wybierania), przy stosunku luminancji do dwóch kolorów różnicowych jak 4:2:2. Liczby te wskazują, że luminancja jest wybierana 2 razy częściej niż sygnały różnicowe dwóch kolorów. Prędkość przesuwu taśmy w stosunku do głowicy wirującej wynosi około 500 mm/s (RCA), zaś w systemie Sony 244 mm/s. Jednocześnie prowadzi się prace nad telewizją wysokiej jakości (high definition). Japońska organizacja radiowo-telewizyjna NHK demonstrowała system o 1125 liniach, przy czym wymagane pasmo odtwarzania wynosi około 20 MHz. Przewiduje się, że taki szerokopasmowy system będzie mógł być realizowany poprzez satelity do bezpośredniego odbioru o paśmie 12 GHz. NHK opracowała również odpowiednią kamerę o wysokiej rozdzielczości, laserowe telekino dla filmów 70 mm oraz szerokoekranowy projektor telewizyjny; opracowano również lampę kineskopową o przekątnej 30 cali.

■ Pirackie stacje nadawcze instaluje się ostatnio masowo na Zachodzie Europy, a zwłaszcza w Hiszpanii i Francji. Zadaniem tych stacji jest przede wszystkim polityczna walka z monopolem rządowym, który ma wyłączne prawo kształtowania opinii publicznej za pomocą środków masowego przekazu. W Hiszpanii wykryto i unieruchomiono ostatnio 11 takich stacji (Barcelona, Granada), zaś we Francji w okręgu Alzacji-Lotaryngii oraz w Paryżu powstają nowe stacje mimo ich zagłuszania, konfiskaty i aresztowań personelu przez policję. Stacje pracują na ogół na zakresie UKF, jakkolwiek obserwuje się ostatnio nadawanie programów antyrządowych na torze dźwięku kanałów telewizyjnych.

■ Minister Informacji i Radia w Indiach oświadczył, że do 1985 r. w tym kraju będą pracować 23 ośrodki telewizyjne oraz sieć 96 stacji nadawczych. Umożliwi to odbiór w 45% obszaru kraju dla ponad 600 mln ludności.

■ W Kanadzie – w odległych północnych rejonach odbiera się bezpośrednio program telewizyjny za pośrednictwem satelity Anik A-3. W br. uruchomi się realizację projektu Teleglobe-Canada wprowadzającego system Videotext-Telidon umożliwiający abonentom wybór około 100 000 stron różnych informacji tekstowych i graficznych.

■ SATTELITE TV Corp. wystąpiła do Federalnej Komisji Łączności (FCC) USA o zgodę na konstrukcję satelitów do nadawania trzech programów telewizyjnych (bez reklam) przeznaczonych do bezpośredniego odbioru przez indywidualnych odbiorców. Sieć ta maobjąć 50 stanów, a koszt opłaty za odbiór programów oraz dzierżawę urządzenia odbiorczego wyniesie około 25 dolarów miesięcznie.

■ BBC rozbudowuje obok głównej sieci radiofonicznej również średniofalowe nadajniki małej mocy dla programów lokalnych. Liczba takich stacji nieobsługiwanych wynosi już 38, a program lokalny nadawany jest w wymiarze około 10 godzin dziennie.

■ Potencjał nadawczy francuskiego programu zagranicznego, dysponującego obecnie tylko 20 nadajnikami krótkofalowymi, jest wg oświadczenia dyrektora Radio France International bardzo mały w porównaniu z 80 nadajnikami radia BBC, „Głosu Ameryki", czy nawet „Niemieckiej Fali". Dla zwiększenia możliwości odbioru przewiduje się w 1984 r. budowę stacji przekaźnikowej w Kourou – we Francuskiej Gujanie z antenami skierowanymi na Afrykę Zachodnią oraz Amerykę Łacińską. Ośrodek będzie dysponować trzema nadajnikami o mocy po 500 kW, sterowanymi programem przesyłanym przez satelitę.

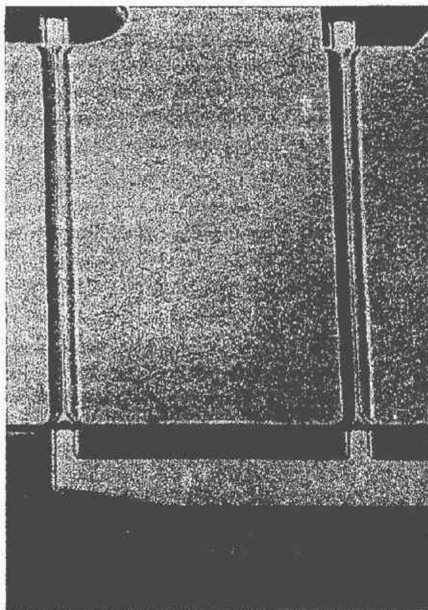
■ Firma Harris Corp. opracowała nadajnik telewizyjny UHF o mocy wyjściowej 110 kW dla stacji w Houston. Moc promieniowana stacji wyniesie około 5 MW.

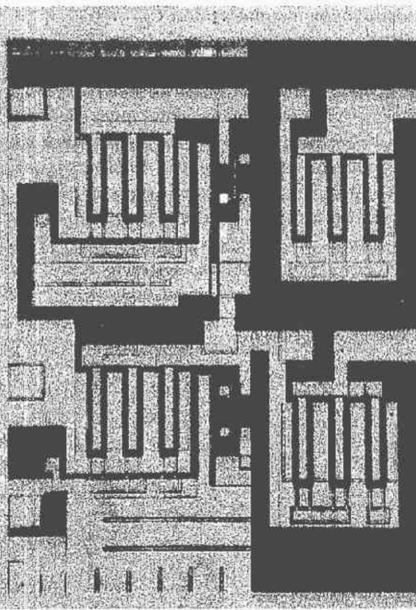
■ Firma Racal opracowała nową konstrukcję dookólnej anteny szerokopasmowej. Składa się ona z trzech par elementów „delta" z falą bieżącą, dając promieniowanie pod stosunkowo wysokim kątem przy mniejszych częstotliwościach oraz pod małym kątem dla częstotliwości większych. Antena nie wymaga przeciwwagi i jest umocowana na pojedynczym lekkim maszcie aluminiowym. Anteny pracują w zakresie od 1,6 do 16 MHz (model RA1001) oraz 4,5 do 22 MHz (model RA1002). Zysk anteny wynosi 5,8 dB na 4 MHz i 9,7 dB na 16 MHz, przy współczynniku fali stojącej nie większym od 2,5:1 w całym zakresie pracy anteny. Maksymalna moc dostarczona wynosi 10 kW, zaś montaż anteny razem z ustawieniem masztu trwa 2 godziny. Konstrukcja masztu wytrzymuje napór wiatru o prędkości do 160 km/h.

Od Redakcji

W związku ze zmniejszeniem przydziału papieru na rok 1981 uprzejmie informujemy, że zobowiązani zostaliśmy do wydania w drugim półroczu br. wszystkich numerów łączonych (7–8, 9–10, 11–12). Objętość jednego numeru 32 str., cena 16 zł.

■ Firma Siemens opracowała dla przyszłego bezpośredniego odbioru programów telewizyjnych z satelity w pasmie 12 GHz, moduł SMC 98128 o wielkości pudełka od cygar, zawierający wzmacniacz wstępny, mieszacz oraz stopień końcowy. Elementy półprzewodnikowe oparte są na arsenku galu GaAs. We wzmacniaczu wstępnym pracuje układ mikrofalowy CFY11 o bardzo małych szumach – jest to FET o bramce





szerokości 1 µm. Oscylator i mieszacz są wykonane z elementami na FET z podwójną bramką – CFY20, zaś wzmacniacz końcowy zawiera dwustopniowy wzmacniacz z tranzystorami CGY21.

Cały ten moduł wraz z anteną paraboliczną o średnicy 90 cm umożliwi bezpośrednie przyłączenie normalnego odbiornika telewizyjnego z zakresem UHF. Dla krajów poza RFN opracowano moduł SMC 98129 zawierający bardziej czuły wzmacniacz wstępny z elementem CFY15 z bramką o szerokości 0,5 µm. Powyżej przedstawiono bramkę wzmacniacza wstępnego CFY11 dla 12 GHz (lewa strona), zaś w części prawej dwustopniowy wzmacniacz końcowy CGY21. Moduł ten demonstrowany był na Targach w Hanowerze.

■ Firmy RCA z japońską firmą Matsushita opracowały model kamery w jednej obudowie z magnetowidem półcalowym (fot. niżej). Łączny ciężar tych dwóch urządzeń nie przekracza 10 kG. Kamera jest wyposażona w 3 lampy analizujące półcalowe, zaś magnetowid w standardowe kasety półcalowe zapewniające zapis 20-minutowego programu. Wg pomiarów firmy komplet ten wytwarza lepszy obraz od normalnych 3/4-calowych magnetowidów.



■ Rozwój lokalnych programów nadawanych za pomocą nadajników o małej mocy (1...10 kW), pracujących bez obsługi na falach średnich, sklania producentów do rozwijania nowych konstrukcji opartych na półprzewodnikach. Moce wyjściowe przekraczają już znacznie dotychczas osiągane wielkości rzędu 500 do 1000 W. Należy wymienić tu następujące firmy: NEC – nadajniki 5 kW, Toshiba – 5 kW, OKI – 11 kW, RCA – 5 kW, Sparta 1...5 kW. Nadajniki o mocy do 1 kW produkują firmy Harris, Mitsubishi, Redifon Sintronics.

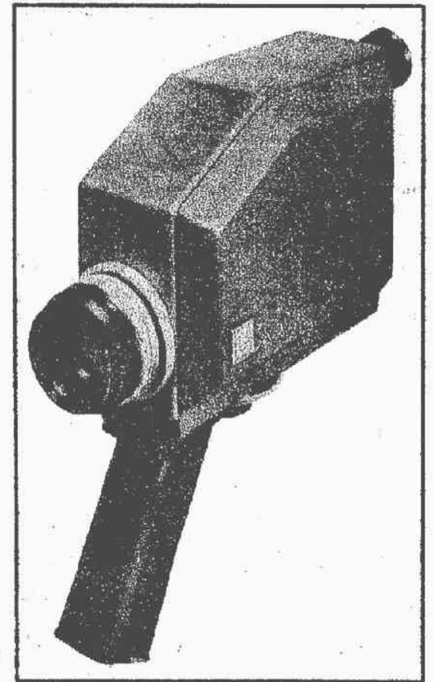
Z ciekawszych konstrukcyjnych rozwiązań należy wymienić małą zależność od wahań napięcia sieci i częstotliwości. Np. nadajnik firmy Sintronics może pracować przy napięciach niższych o 30% od nominalnego. Firma Harris stosuje do tego celu układ sprzężenia zwrotnego stałoprądowego oraz elektroniczny układ regulacji napięcia zasilania. Dla poprawienia sprawności stosowane są impulsowe systemy modulacji, np. RCA – system PLM, w którym szerokości impulsu odpowiada amplituda sygnału modulacyjnego. Firma Harris stosuje modulację na wysokim poziomie bez dławika lub transformatora modulującego.

Dla zapewnienia bezprzerwowej pracy w razie awarii, stosowane są równoległe połączenia stopni wyjściowych. RCA stosuje 6 wzmacniaczy RF, które wyłączają się automatycznie w razie uszkodzenia w nich tranzystora stopnia wyjściowego. Jeżeli nastąpi przeciążenie nadajnika, układ sprawdza się automatycznie kilka razy i dopiero po określeniu przyczyny wyłącza się.

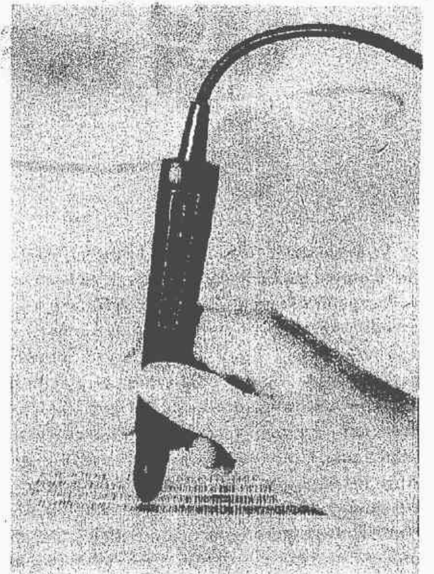
Strojenie stopnia końcowego jest realizowane za pomocą silnika przez zmianę przenikalności magnetycznej cewki. Różne lokalizacje nadajników pracujących bez obsługi, zmuszają konstruktorów do zapewnienia bezawaryjnej pracy w temperaturze od –20° do +50°C, przy wilgotności 95% i wysokości do 3800 m.

■ W Australii ponad 50 prywatnych korporacji przemysłowych i handlowych jest zainteresowanych w uruchomieniu regionalnego systemu satelitarnego. Obecnie około 76 odległych rejonów i miejscowości odbiera program telewizji centralnej poprzez satelitę Intelsat IV.

■ Miniaturową kamerę do termowizji opracowała firma GEC-English El. (fot. obok). Kamera ta o masie poniżej 3 kg jest wyposażona w widikon – „pyroelectric" EEVP8092. W kamerze są wbudowane baterie umożliwiające czterogodzinną nieprzerwaną pracę. W obiektywie o ogniskowej 25 mm zastosowano soczewki germanowe.



■ Sonda do odczytywania kodów prążkowych, jakimi są dzisiaj oznaczane towary w dużych domach handlowych, może być przyłączona do normalnego kalkulatora HP-41C f-my Hewlett-Packard, na którego wyświetlaczu odczytuje się oznaczenia cyfrowe towaru i jego cenę (fot. niżej).



■ TEL-SAT Corp. szwajcarskie konsorcjum, reprezentowane przez państwową telewizję oraz PTT, organizuje telewizję reklamową za pomocą sztucznego satelity już w 1984 r. Program wytwarzany będzie w Zurychu w trzech językach, umożliwiając odbiór nie tylko w Szwajcarii ale również w RFN, Austrii, Włoszech i Francji.

Elektronika na Targach Brneńskich

Tegoroczne wiosenne Targi w Brnie były wystawą wyrobów wyłącznie powszechnego użytku firm wielu krajów świata. Elektroniczny sprzęt powszechnego użytku stanowił tam raczej skromny dział tej imprezy, którą — co do wielkości — można porównać z Targami Poznańskimi. Już sam fakt, że są to Targi konsumpcyjne, wielobranżowe, nie skłania firm zagranicznych do koncentrowania się na nowościach technicznych z zakresu elektroniki. Jedynie firma Tesla jako producent miejscowy, prezentowała swój pełny katalog wyrobów. Zagraniczni wystawcy, wśród których dominowali Japończycy, dobierali eksponaty na swoje stoiska pod kątem doraźnego marketingu. Według informacji uzyskanej na Targach, sprzęt ze strefy dolarowej sprzedawany jest w Czechosłowacji niemal wyłącznie w sklepach „Tuzex" (odpowiednik Pewexu).

Wśród sprzętu zachodniego przeważały zestawy segmentowe, głównie typu „mini" oraz różne odmiany „compactów" (zarówno trójczłonowych jak i dwuczłonowych, np. radiomagnetofon) i odbiorniki przenośne, w tym również dwugłośnikowe z wbudowanym magnetofonem.

Przy okazji warto odnotować, że na jugosłowiańskim stoisku wystawiano zestaw „mini", produkowany w oparciu o konstrukcję i w kooperacji z zachodnio-niemiecką firmą Korting.

W Czechosłowacji elektronika powszechnego użytku nie należy do przodujących gałęzi przemysłu. Nasi południowi sąsiedzi rozwijają w przemyśle inne specjalności, dla których posiadają tradycyjną bazę. Nowości, jakie zaprezentowała Tesla w Brnie dowodzą, że w tej dziedzinie rozwój przewidziany jest dopiero w dalszej przyszłości.

Dość dużą grupę wyrobów (w porównaniu z innymi) stanowią w sprzęcie z zakładów Tesla odbiorniki samochodowe. Obejmuje ona dwa modele odbiorników dwuzakresowych (2108B i 2111B) o mocy 3,5 W, odbiornik 4-zakresowy (2110 D) z pasmem UKF od 66...104 MHz oraz radio z odtwarzaczem kasetowym, dwuzakresowe, stereofoniczne o mocy 2 × 3,5 W (1900 B-2). Odbiorniki turystyczne reprezentował tylko jeden model 2832 AB Dominika. Jest to odbiornik czterozakresowy (zakres UKF podzielono na 2 pasma 66...73 MHz i 87,5...104 MHz) zasilany bateryjnie, 9 V (6 ogniw) o mocy 750 mW.

Standardowe odbiorniki stereofoniczne reprezentowały dwa modele (635A i 816A) o konwencjonalnej obudowie i takim stylu organów regulacyjnych. Obydwa modele zawierają 5-punktowy programator w zakresie fal UKF klawiszowy w modelu 635A i sensorowy w 816A. Moc pierwszego wynosi 2 × 4 W, drugiego 2 × 15 W. Również w odbiornikach stereofonicznych fale ultrakrótkie obejmują pasma OIRT i CCIR.

Powyższą kolekcję zamykał radiogramofon stereofoniczny (1032A), którego konstrukcja stanowiła proste połączenie odbiornika 635A z gramofonem osadzonym na wierzchu jego skrzynki.

Z prezentacji „Tesli" w Brnie nasuwa się wniosek, że wśród użytkowników czechosłowackich nie spopularyzował się jeszcze sprzęt Hi-Fi, co więcej — brak jest zapowiedzi szybkiego startu w tej dziedzinie. Na przykład ankieta marketingowa rozdawana na stoisku wśród zwiedzających zawierała pytanie: „Jaka moc urządzenia odpowiadałaby Panu najbardziej przy zakupie gramofonu ze wzmacniaczem: 5 W, 5...15 W, powyżej 15 W?"

W firmowym katalogu „Tesli" brak jest sprzętu segmentowego. Jedynymi raczej przypadkowymi przedstawicielami tej grupy były: tuner 3603A oraz wzmacniacz AZS 215 spełniający wymagania Hi-Fi, lecz o mocy zaledwie 2 × 15 W. Segmenty te nie były jednak przy projektowaniu zharmonizowane ergonomicznie oraz wzorniczo i mają różne wymiary.

Nie można było do sprzętu segmentowego zaliczyć zestawu stereofonicznego Hi-Fi 1133A, który stanowił raczej pewną odmianę „compactu". Był to po prostu umieszczony w szafce odbiornik stereofoniczny 814A (stanowiący odmianę modelu 816A) z wbudowanym na górnej półce gramofonem.

W najbliższej przyszłości sprzęt Hi-Fi typu segmentowego dostarczać będą zapewne czechosłowackim koneserom firmy zagraniczne. (A)

Zastosowanie układu scalonego AY-3-8500 do gier telewizyjnych

JANUSZ GAJEWICZ

Układ scalony AY-3-8500 firmy General Instrument jest obecnie najpowszechniej stosowanym układem scalonym umożliwiającym uzyskanie na ekranie odbiornika telewizyjnego siedmiu różnych gier w wersji podstawowej. Odmiany wersji podstawowej obejmują zmianę wielkości rakiet, prędkości piłki, kąta odbicia piłki od rakiet oraz zmianę obrzeża boiska. Serwowanie może odbywać się automatycznie po zdobyciu punktu przez jednego z biorących udział w grze lub też może być wyzwalane ręcznie. Układ ma również wbudowane dwa liczniki zdobytych punktów przez grających, stan liczników jest wyświetlany na ekranie odbiornika w czasie trwania gry.

Układ generuje również impulsy akustyczne towarzyszące grze:

zdobycie bramki	impuls 160 ms, 1950 Hz
odbicie piłki od obrzeża boiska	impuls 32 ms, 488 Hz
odbicie piłki od rakiety	impuls 32 ms, 976 Hz

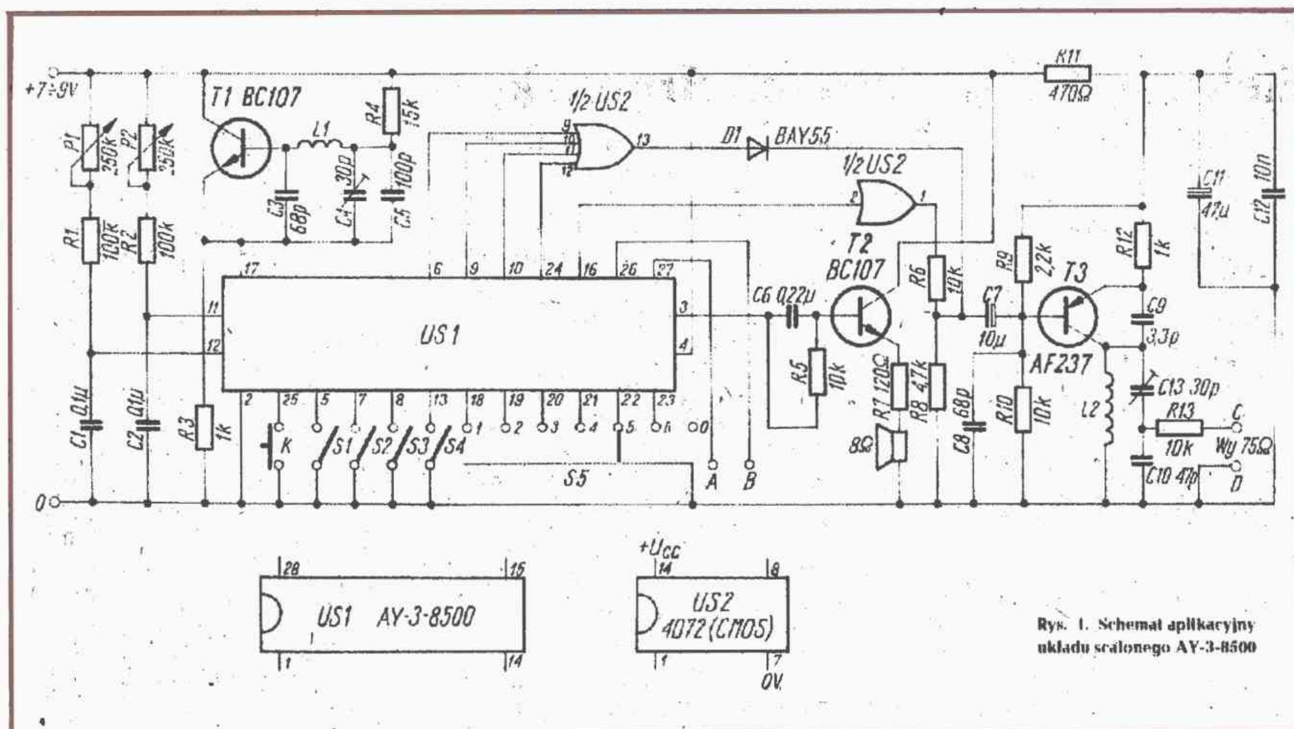
Rozpoczęcie każdej z gier jest sygnalizowane dwoma impulsami 160 ms 1950 Hz z przerwą 32 ms lub 64 ms w zależności od zaprogramowanej prędkości piłki.

Napięcie zasilania układu scalonego AY-3-8500 jest różne w zależności od oznaczenia literowego i wynosi:

dla układu AY-3-8500A	6...9,5 V
dla układu AY-3-8500B	6...8,5 V
dla układu AY-3-8500C	6...7,5 V
dla układu AY-3-8500	7...9,5 V

Podstawowy schemat układu przedstawiono na rys. 1.

Wszystkie elementy składowe obrazu mają kolor biały na czarnym lub szarym tle w zależności od ustawienia stopnia kontrastu i jaskrawości w odbiorniku. Potencjometry P1, P2 służą do przesuwania rakiet w pionie, przy czym obraz rakiet jest widoczny tylko w obrębie boiska. Rezystancja potencjometrów jest tak dobrana, aby umożliwić uzyskanie pełnego



Rys. 1. Schemat aplikacyjny układu scalonego AY-3-8500

przesunięcia rakiety o wielkość równą szerokości boiska przy wykorzystaniu około 30° kąta obrotu ślizgacza potencjometru. Rozwiązanie takie umożliwia uzyskanie łatwej kontroli nad ruchem rakiety. Przycisk K służy do ustawiania stanu liczników w pozycji 0:0, co jest równoznaczne z przygotowaniem układu do rozpoczęcia gry.

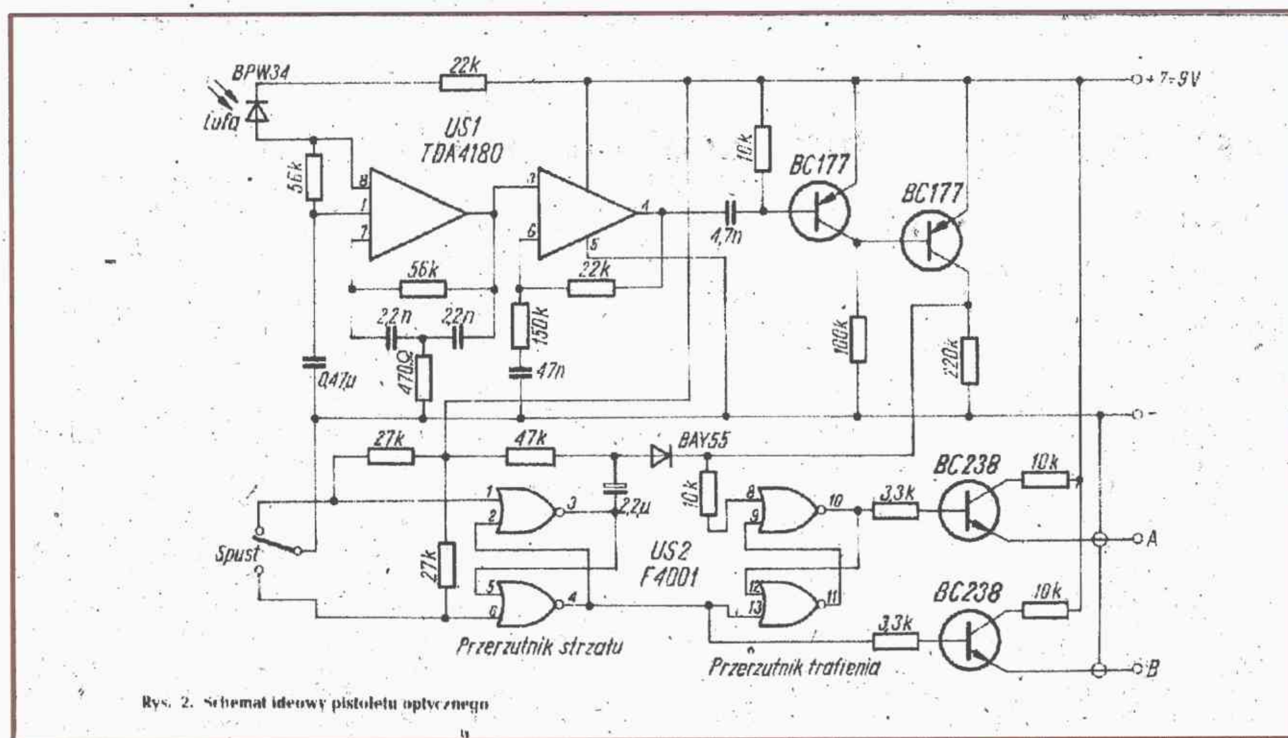
Przełączniki S1...S4 spełniają następujące funkcje:

S1 zmiana kąta odbicia piłki 20–40°,
S2 zmiana prędkości piłki,
S3 serw ręczny–automatyczny,
S4 zmiana wielkości rakiet.

Przełącznik S5 służy do wyboru rodzaju gry i w zależności od połączenia wyprowadzeń 1–6(0) z masą umożliwia uzyskanie następujących gier:

Pozycja S5	Rodzaj gry
1	zawody strzeleckie I
2	zawody strzeleckie II
3	tenis
4	hokej I
5	squash
6	pelota
0	hokej II

Uzupełnieniem gier „zawody strzeleckie" jest pistolet optyczny, którego schemat ideowy przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Schemat ideowy pistoletu optycznego

Zasadę działania pistoletu opisano dokładnie w nrze 7-8/80 „Re". Napięcie zasilania układu jest takie samo, jak dla układu z rys. 1 i wynosi 7...9 V. Wyjścia strzału A oraz trafienia B wg rys. 2 należy połączyć z punktami układu o tym samym oznaczeniu wg rys. 1.

Obie odmiany gier „zawody strzeleckie" można prowadzić przy różnej prędkości ruchomego celu, przy zmiennym kącie odbicia oraz przy automatycznym lub ręcznym podaniu punktu (celu) w obszar ekranu. Służą do tego opisane już przełączniki S2, S1, S3. Wynik gry „zawody strzeleckie" jest wyświetlany dopiero po oddaniu 15 strzałów (wskazania licznika po lewej stronie ekranu). Liczbę trafień wskazuje odczyt licznika po prawej stronie ekranu.

Gry te można również prowadzić z bieżącym wskazywaniem stanu liczników. W tym celu należy przełącznik S3 ustawić w położenie „serw ręczny", zaś przełącznik S5 w jedno z położeń od 3–6 oraz nacisnąć przycisk kasowania wyniku gry K. Oba liczniki wskażą wtedy stan 0:0. Następnie należy wybrać przełącznikiem S5 jedną z gier „zawody strzeleckie" i rozpocząć grę zmieniając położenie przełącznika S3. Jednakże ta odmiana gry stwarza możliwość jej nieuczciwego prowadzenia, gdyż fotodioda pistoletu optycznego jest czuła zarówno na światło emitowane przez ruchomy punkt, jak i też na światło obu liczników, w które jest znacznie łatwiej „trafić".

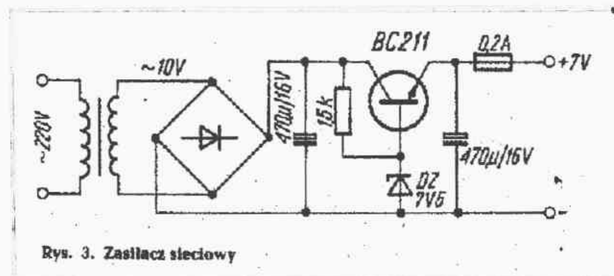
Gry tenis, hokej, squash oraz pelota zostały opisane w nrze 5/78 „RiK". Gra hokej II jest prowadzona z udziałem dwóch rakiet ze strony gracza lewego na ekranie oraz trzech rakiet ze strony gracza prawego. Obraz tej gry ukazuje się na ekranie wtedy, gdy żadne z wyprowadzeń 18...23 układu scalonego US1 nie jest połączone z masą (położenie przełącznika S5 na 0).

Generator z tranzystorem T1 (rys. 1) wytwarza napięcie o częstotliwości 2,01 MHz ±1% taktujące układ scalony US1. Tranzystor T2 wzmacnia sygnały akustyczne towarzyszące grze i steruje głośnik o impedancji 8 Ω. Generator w.cz. z tranzystorem T3 pracuje w jednym z kanałów telewizyjnych 1–12. Punkty C, D poprzez przewód koncentryczny są połączone z wejściem antenowym odbiornika.

Zadaniem układu scalonego US2 jst sumowanie sygnałów wyjściowych piłki, lewej rakiety, prawej rakiety, wskazań liczników wraz z zarysem boiska oraz impulsów synchronizacji. Zastosowana w tym celu bramka 2×4 wejść OR nosi oznaczenie 4072 (seria CMOS).

BUDOWA I URUCHOMIENIE

Układy przedstawione na rys. 1 i 2 zostały zmontowane na płytkach drukowanych; zasilane są one ze wspólnego zasilacza o napięciu 7 V, którego schemat ideowy przedstawiono na rys. 3. Zaleca się stosowanie pod układy scalone US1, US2



Rys. 3. Zasilacz sieciowy

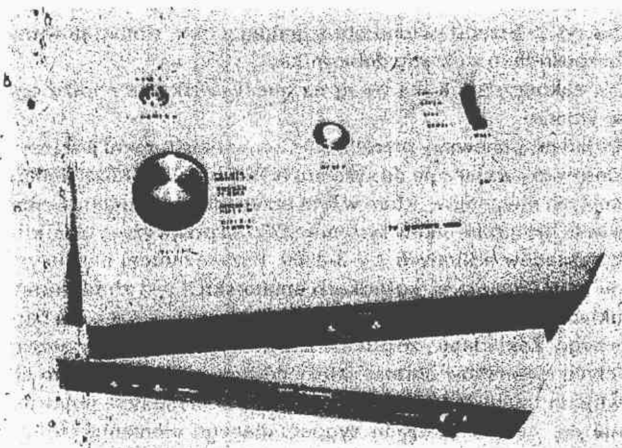
podstawek – odpowiednio DIL28 oraz DIL14, ponieważ rozwiązanie takie eliminuje możliwość uszkodzenia układów w czasie lutowania. Prawidłowo zmontowany układ wg rys. 1 wymaga następujących regulacji:

1. Dostrojenie generatora w.cz. trymerem C13 do jednego z kanałów 1–12.

2. Dostrojenie generatora 2,01 MHz trymerem C4. Czynność tę najłatwiej można przeprowadzić obserwując obraz rakiet na ekranie odbiornika telewizyjnego. Przy prawidłowo dostrojonym generatorze obraz rakiet nie powinien się przesuwać w pionie więcej niż o jedną linię od położenia spoczynkowego. W czasie strojenia zmienia się jednocześnie wymiar boiska i rakiet oraz wysokość tonu emitowanego przez głośnik. Reakcja taka świadczy o prawidłowym działaniu całego układu.

3. Sprawdzenie działania synchronizacji. Czynność ta polega na krótkim naciśnięciu przycisku K; po jego zwolnieniu na ekranie odbiornika powinien się pojawić obraz gry po upływie około 1 sekundy. Dłuższy czas zaskoku synchronizacji świadczy o niewłaściwej częstotliwości generatora 2,01 MHz lub o złej synchronizacji poziomej w odbiorniku telewizyjnym.

Uruchomienie pistoletu optycznego (rys. 2) nie wymaga żadnych regulacji. Przed fotodiodą (BPW34) w celu zwiększenia jej czułości należy umieścić w odległości 10 cm soczewkę 5...10 dioptrii. W przypadku montażu układu łącznie z pozostałymi podzespołami należy na doprowadzenia do pistoletu użyć przewodu w ekranie. W układzie zastosowano układ scalony US1 – wzmacniacz TDA4180 firmy Philips oraz US2-czterokrotny element NOR 4001 CMOS. Możliwe jest również użycie

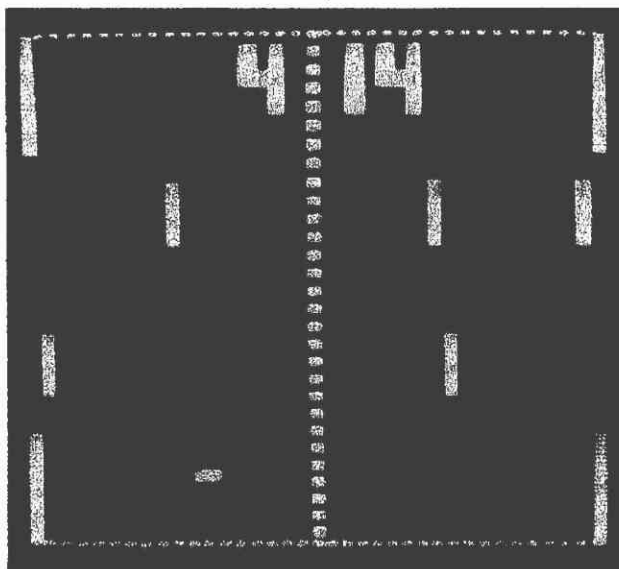


Rys. 4. Kompletny zestaw gry

czterokrotnego elementu NAND 4011 bez jakichkolwiek zmian układowych. Wyprowadzenia i numeracja 4001 oraz 4011 są identyczne, podobnie jak i napięcie zasilania. Zainteresowanym budową pistoletu odradza się jakiekolwiek upraszczanie układu, a szczególnie rezygnacji z budowy tzw. przerzutnika strzału. Mikroodbicia jakich doznaje spust pistoletu powodują, że już po kilku strzałach stan licznika wynosi 15 mimo, że rzeczywista liczba strzałów była znacznie mniejsza. Zamiast układu scalonego US1 – TDA4180 można zastosować odpowiednik innej firmy lub krajowy układ scalony UL1321, co jednakże wymaga zmiany w obwodzie sprzężenia zwrotnego.

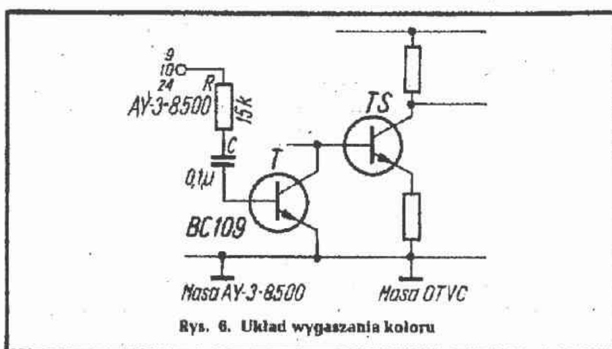
Pomocną wskazówką przy przebudowie tej części układu jest fakt, że układ wzmacniacza może być dowolny, byleby tylko przenosił selektywnie sygnał o częstotliwości 15 625 Hz przy wzmocnieniu 38...40 dB.

Na rysunku 4 przedstawiono widok urządzenia. W górnej obudowie znajduje się układ gry wraz z elementami regulacyjnymi, natomiast w dolnej zasilacz sieciowy oraz generator częstotliwości nośnej (kanał 1–12). Przyjęcie takiego rozmieszczenia umożliwia przyłączenie generatora nośnej krótkim przewodem do odbiornika. Oba zespoły są połączone ze sobą przewodem ekranowanym na wtyki; połączenie wtykowe zastosowano również dla przyłączenia pistoletu optycznego oraz potencjometrów sterujących ruchem graczy.


Rys. 5. Obraz jednej z gier na ekranie OTV

Na obudowę urządzeń zastosowano pojemniki z tworzywa na przeźrocza.
Na rys. 5 przedstawiono obraz jednej z gier, sfotografowany bezpośrednio z ekranu dobiornika.
Na zakończenie kilka uwag na temat uzyskania obrazu gry w kolorze.
Układ proponowany przez firmę General Instrument jest przystosowany wyłącznie do systemu NTSC lub PAL. Koszt dodatkowych elementów, które w tym przypadku należałoby zastosować dla odbiorników systemu SECAM przewyższa cenę kilku układów scalonych AY-3-8500. Rozwiązaniem możliwym do zastosowania w warunkach amatorskich jest zbudowanie układu wygaszającego strumienie elektronów kineskopu barwnego. Zakładając, że piłka miała kolor biały, sygnały pozostałych elementów obrazu należy doprowadzić dodatkowo do wejścia odpowiedniego układu, który w momencie pojawienia się na jego wejściu sygnału danego elementu obrazu spowoduje wygaszenie jednego ze strumieni elektronów. Rozwiązanie takie przedstawiono przykładowo na rys. 6, dając możliwość uzyskania barw poszczególnych elementów obrazu w kolorach dopełniających do trzech barw podstawowych. Na rysunku tym przedstawiono fragment układu odbiornika z tranzystorem TS sterującym stopień końcowy dla każdego z kolorów. Elementami dodatkowymi są elementy R, C oraz tranzystor T. Działanie układu polega na zwieraniu bazy tranzystora TS do masy układu, co powoduje eliminację danego koloru z obrazu na ekranie.
Stosując tylko trzy układy wg podanego schematu i łącząc je w sposób podany poniżej, można uzyskać następujące kolory:
- piłka – biała
- liczniki, zarys boiska – żółty
- lewy gracz – purpura
- prawy gracz – błękit

Numeracja wyprowadzeń układu scalonego AY-3-8500 jest następująca: 6 – piłka, 9 – prawy gracz, 10 – lewy gracz, 24 – liczniki i zarys boiska. W tym celu wyjście 9 układu scalonego US1 łączy się przez układ dodatkowy z tranzystorem sterującym dla koloru czerwonego, wyjście 10 z tranzystorem sterującym dla koloru zielonego, a wyjście 24 z odpowiednim tranzystorem dla koloru niebieskiego. Rozwiązanie takie jest słuszne dla takich odbiorników telewizji kolorowej jak: Sony KV 1820 R, Sony KV 1320 R, Jowisz 04, 05, 701.
Opisany powyżej układ jest oparty na oznaczeniach z rys. 1. Rysunek ten nie ulega żadnym zmianom, natomiast sygnały do sterowania układów wygaszania koloru należy pobierać bezpośrednio z wyprowadzeń układu scalonego US1 wg podanej uprzednio numeracji.



Rys. 6. Układ wygaszania koloru

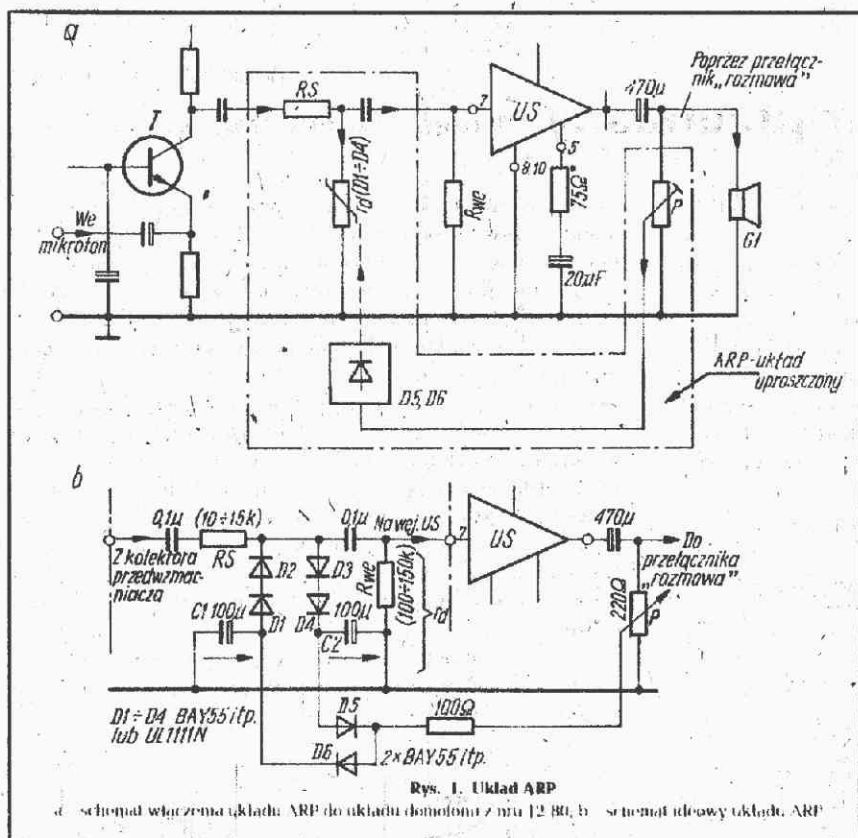
Rozwiązanie takie można również zastosować w innych odbiornikach kolorowych zawierających tranzystorowy stopień sterujący. Nie należy natomiast stosować opisanego tu układu do współpracy z odbiornikiem kolorowym, którego masa jest połączona z siecią zasilającą.

Dane cewek

L1 – 70 zw. DNE Ø 0,1 na rdzeniu (pleksi, polistyren) Ø 7 mm
L2 – 10 zw. DNE Ø 0,5 na średnicy Ø 8 mm (powietrzna).

Usprawnienie domofonu

W nrze 12/80 „Re" (str. 296...298) zamieszczony był schemat ideowy, opis działania oraz wskazówki konstrukcyjne dla wykonania domofonu. Pragnę przede wszystkim potwierdzić ogólną poprawność koncepcji i wartość użytkową przedstawionego urządzenia, gdyż podobne, które wykonałem przed kiloma laty, funkcjonuje do dziś bez zarzutu.
Urządzenie opisane w nrze 12/80 proponuję wyposażyć dodatkowo w układ automatycznej regulacji poziomu – ARP, który eliminuje w znacznym stopniu zależność głośności transmisji od siły dźwięku i odległości rozmówcy (źródła dźwięku) od mikrofonu, a więc upraszcza obsługę i poprawia skuteczność działania domofonu.
Układ ARP, którego zasada działania i schemat ideowy przedstawiono na rys. 1a,b, należy włączyć między wyjście przedwzmacniacza tranzystorowego i wejście wzmacniacza mocy zamiast regulatora potencjometrycznego (R5 na rysunku w nrze 12/80 str. 296). W proponowanym układzie automatyczną regulację poziomu głośności, czyli mocy wyjściowej wzmacniacza US, uzyskuje się za pomocą dzielnika napięcia sygnału złożonego z rezystora Rs oraz nieliniowej rezystancji r_d zespołu krzemowych diod D1...D4. Diody te są polaryzowane napięciem stałym powstającym na kondensatorach C1 i C2 wskutek prostowania części napięcia wyjściowego wzmacniacza US za pomocą diod D5 i D6. Wykorzystano tu znane zjawisko zależności rezystancji dynamicznej diody, tzn. rezystancji diody dla małych amplitud składowej zmien-

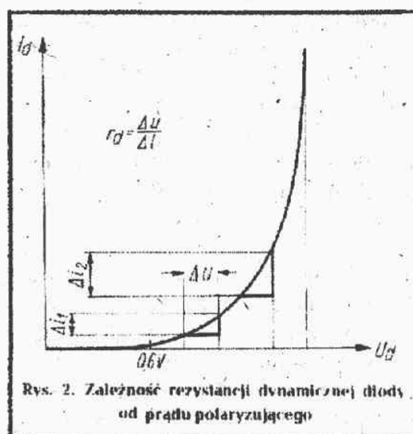


Rys. 1. Układ ARP

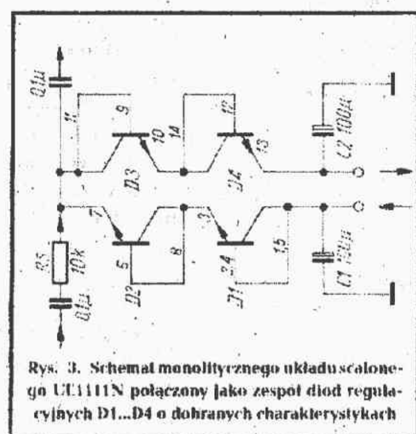
a — schemat włączenia układu ARP do układu domofonu z nru 12/80, b — schemat ideowy układu ARP

nej, od prądu polaryzującego, co ilustruje rysunek 2.

Przeciwsobne połączenie dwóch par diod regulacyjnych względem wejścia wzmacniacza US w układzie z rys. 1b stosuje się dla minimalizacji zniekształceń nieliniowych stosunkowo dużych amplitud wzmacnianego sygnału.



Rys. 2. Zależność rezystancji dynamicznej diody od prądu polaryzującego



Rys. 3. Schemat monolitycznego układu scalonego UL1111N połączony jako zespół diod regulacyjnych D1...D4 o dobranych charakterystykach

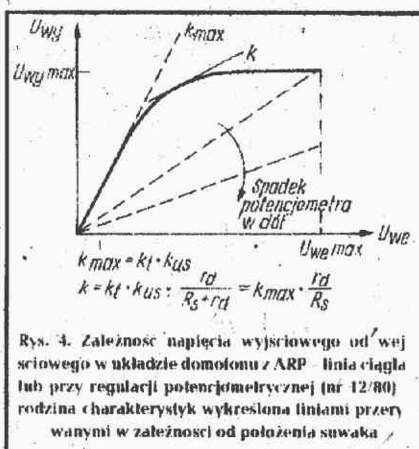
Układ domofonu z ARP dla słabych sygnałów sterujących ma maksymalne wzmocnienie, równe iloczynowi wzmocnień przedwzmacniacza tranzystorowego i wzmacniacza mocy US. Ta wielkość wzmocnienia utrzymuje się tak długo, dopóki diody D1...D6 nie przewodzą prądu. Jeżeli amplituda napięcia wyjściowego, doprowadzanego z potencjometru P, przekroczy wartość równą potrojnej wartości napięcia progowego diody, tzn. ok. 1,8 V, wtedy wejście wzmacniacza US jest bocznikowane przez rezystancję dynamiczną zespołu diod r_d, tym silniej im większa jest amplituda napięcia wejściowego wymuszającego prąd polaryzujący. Zależność napięcia wyjściowego (na głośniku) od napięcia wejściowego (z mikrofonu) przedstawiono na rys. 3.

Czułość maksymalne wzmocnienie k_{max} domofonu dobiera się za pomocą rezystora (R7) w gałęzi ujemnego sprzężenia wzmacniacza US. Jako ciekawostkę można tu podać, że zbudowany wg opisu domofon pozwala usłyszeć oddech śpiącego przy „zdalnej" opiece nad niemowlęciem lub osobami chorymi znajdującymi się np. na innym piętrze.

Próg działania ARP należy wstępnie ustawić za pomocą potencjometru P tak, aby mówiąc bardzo głośno wprost do mikrofonu nie spowodować przesterowania wzmacniacza US (amplituda napięcia wyjściowego jest ograniczona wielkością napięcia zasilającego). Zamiast diod D1...D4, ze względu na dobrane charakterystyki, korzystniejsze jest użycie tranzystorów z monolitycznego układu scalonego UL1111N, połączonych jako diody (rys. 4).

Do wskazówek eksploatacyjnych podanych już w „Re" należy dodać, że przy tak dużej czułości układu w przedwzmacniaczu należy raczej zastosować tranzystor małoszumny, np. typu BC109C, BC149C. Wspomniany przez autora wpływ zakłóceń 50 Hz z przewodów sieci energetycznej w wielu przypadkach daje się osłabić przez symetryzację — skręcenie przewodów linii mikrofonowej: „gorącego" i masy na całej ich długości. Jeżeli ten środek nie daje zadowalającego rezultatu, połączenie należy wykonać przewodem ekranowanym.

Korzystne i to z dwóch względów jest ograniczenie od dołu pasma przenoszonych częstotliwości akustycznych. Osłabia to składową 50 Hz i jej harmoniczne oraz poprawia zrozumiałość mowy. W tym celu pojemności kondensatorów sprzęgających wejście układu ARP z kolektorem tranzystora T oraz wyjścia ARP z wejściem wzmacniacza US nie powinny przy wskazanych wartościach rezystorów R_s i R_{we} przekraczać 0,1 μF wartość kondensatora C8 w układzie ujemnego sprzężenia wzmacniacza US. Poza tym korzystne jest stosowanie przetworników-głośników o częstotliwości granicznej 200...300 Hz, co również osłabia przykry efekt przydźwięku.



Rys. 4. Zależność napięcia wyjściowego od wejściowego w układzie domofonu z ARP – linia ciągła lub przy regulacji potencjometrycznej (nr 12/80) rodzina charakterystyk wykreślona liniami przerywanymi w zależności od położenia suwaka

Często obserwuje się też zjawisko indukowania w przewodach instalacji mikrofonowej napięć w.cz. od radiofonicznych stacji średnio- i krótkofalowych. Napięcia te są detektowane w układzie domofonu i powodują pojawienie się słyszalnego zakłócenia. Stąd też istnieje konieczność blokowania wejść liniowych, tuż za przełącznikiem za pomocą filtru dolnoprzepustowego LC (np. typu π).

mgr inż. Aleksander Orłowski

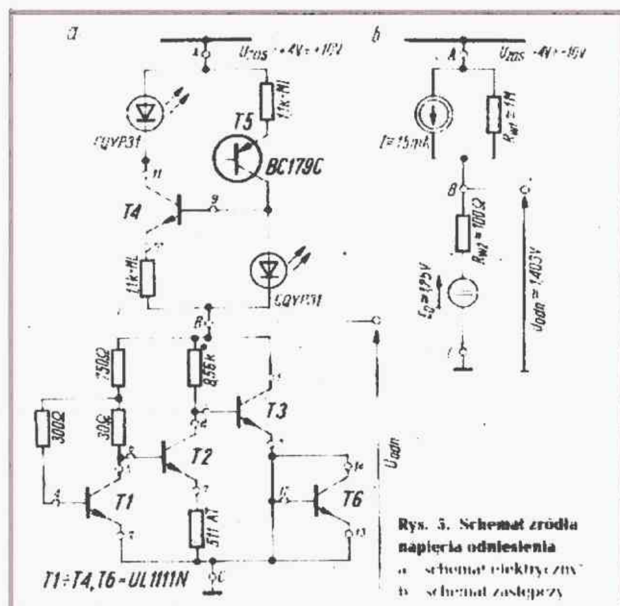
BOGUSŁAW KALINOWSKI

Cyfrowy multimetr przenośny – część II (ostatnia)

Źródło napięcia odniesienia wykonano jako osobny podzespół; jego schemat przedstawiono na rys. 5a.

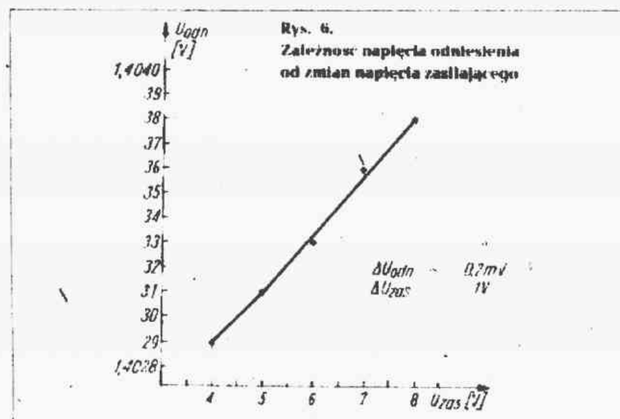
W układzie źródło napięcia odniesienia można wyróżnić dwa szeregowo połączone podukłady: źródło prądowe oraz źródło napięciowe. Rysunek 5b zawiera podstawowe parametry zastosowanych podukładów. Należy zwrócić uwagę na dobre parametry użytego źródła prądowego. Zastosowano w nim czerwone świecące diody elektroluminescencyjne typu CQYP31 oraz rezystory typu MŁ 0,25 W. Uzyskany współczynnik temperaturowych zmian prądu źródła prądowego wynosi:

$$\frac{\Delta I}{\Delta T} = +0,2\ \mu A/K \qquad \frac{\Delta I}{I \cdot \Delta T} = 0,014\%/K$$



Rys. 5. Schemat źródła napięcia odniesienia
a – schemat elektryczny
b – schemat zastępczy

Źródło napięciowe pracuje w typowym układzie stosowanym w niektórych monolitycznych stabilizatorach napięcia. Dobierając rezystor w kolektorze tranzystora T2, uzyskano odpowiedni współczynnik temperaturowych zmian napięcia źródła



Rys. 6. Zależność napięcia odniesienia od zmian napięcia zasilającego

napięciowego. W źródle napięciowym użyto rezystorów typu MŁT 0,25 W, z wyjątkiem rezystora w emiterze tranzystora T2, który jest typu AT 0,125 W. Elementami aktywnymi są tranzystory układu scalonego UL1111N.

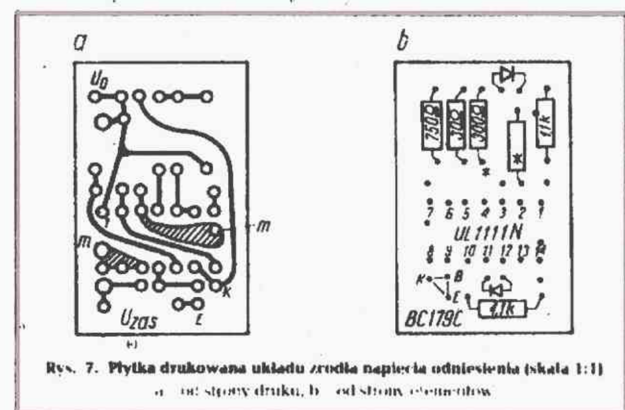
Wartość napięcia odniesienia wynosi 1,403 V. Zmiany tej wartości, spowodowane zmianami napięcia zasilającego układ, przedstawiono na rys. 6.

Przyrost napięcia odniesienia przy wzroście temperatury o 35 K nie przekracza 0,6 mV. Dalszą poprawę własności temperaturowych układu można uzyskać, dobierając doświadczalnie wartość rezystancji i typ rezystora oznaczonego gwiazdką na rys. 5a.

Dryf napięcia odniesienia, w ciągu 8 miesięcy pracy, nie przekroczył wartości 0,1 mV (pomiary średnio co miesiąc w warunkach nominalnych: $T_o = 22°C$, $U_{zas} = 6,4$ V).

Płytkę drukowaną układu źródła napięcia odniesienia przedstawiono na rys. 7. W miejsca druku, oznaczone U_o, U_{zas}, m, wlutowano odcinki srebrzonego drutu miedzianego o średnicy 1,5 mm i długości 10 mm. Za pomocą tych „szpilek" dokonuje się połączenia układu z pozostałymi podzespołami multimetru.

Zmontowany układ umieszczono w prostopadłościennym pudełku, wykonanym z blachy miedzianej o grubości 0,5 mm,



Rys. 7. Płytka drukowana układu źródła napięcia odniesienia (skala 1:1)
a – od strony druku, b – od strony elementów

wyścielanym pianką poliuretanową. Ponieważ napięcie źródła jest równe 1,403 V, należy je przetworzyć tak, aby uzyskać napięcia o wartościach 2,000 V i 200,0 mV, konieczne dla poprawnej pracy zastosowanego przetwornika A/D. Wykorzystano do tego celu pozostałe dwa wzmacniacze operacyjne WO3 i WO4 układu scalonego LM324N. Wartość napięcia równą 2,000 V na wyjściu WO3 należy ustawić potencjometrem R30. Powinna to być jedna z pierwszych regulacji na płytce analogowej.

Należy w tym miejscu zwrócić uwagę na możliwość „zaoszczędzenia" jednego wzmacniacza operacyjnego i użycia go, np. w układzie detektora idealnego przy rozszerzeniu multimetru o zakres napięć zmiennych. Napięcie wzorcowe 200,0 mV można otrzymać przez bezpośrednie dzielnikowanie napięcia 1,403 V lub napięcia 2,000 V. Wtedy wzmacniacz WO4 może być wykorzystany inaczej niż w tej konstrukcji.

Na płytce cyfrowej znajdują się następujące elementy i podzespoły:

- przetwornik analogowo-cyfrowy typu MC14433P,
- deszyfrator kodu BCD na kod wskaźników siedmiosegmentowych,
- źródła prądowe zasilające segmenty wskaźników pola odczytowego,
- akumulatory zasilające przyrząd,
- przetwornica napięcia.

Płytka wskaźników zawiera wskaźniki siedmiosegmentowe, źródła prądowe kropek dziesiętnych i „minusa" oraz wyłącznik przyrządu.

Wygląd płytki cyfrowej przedstawiono na rys. 8, natomiast płytki wskaźników – na rys. 9.

Scalony przetwornik A/D typu MC14433P jest często przywożony do kraju przez elektroników-amatorów. Poniżej podano najważniejsze parametry tego układu (patrz rys. 2).

Ziemia analogowa (V_{AG}, wyprowadzenie 1). V_{AG} stanowi poziom odniesienia dla napięcia wzorcowego (V_{REF}) i napięcia mierzonego (V_X).

Napięcie wzorcowe (V_{REF}, wyprowadzenie 2)

Napięcie mierzone (V_X, wyprowadzenie 3)

Wynik przetwarzania otrzymujemy w postaci stosunku napięcia mierzonego do napięcia wzorcowego (ratiometric A/D conversion): liczba impulsów wyjściowych = 2000 V_X/V_{REF}. Zalecane są dwie wartości napięcia wzorcowego: 200,0 mV lub 2,000 V, którym odpowiadają wskazania maksymalne: 199,9 mV lub 1,999 V. Oba wejścia (2 i 3) charakteryzują się rezystancją wejściową większą od 1 GΩ.

Elementy zewnętrzne (R_1, R_1/C_1, C_1, wyprowadzenia 4, 5, 6)

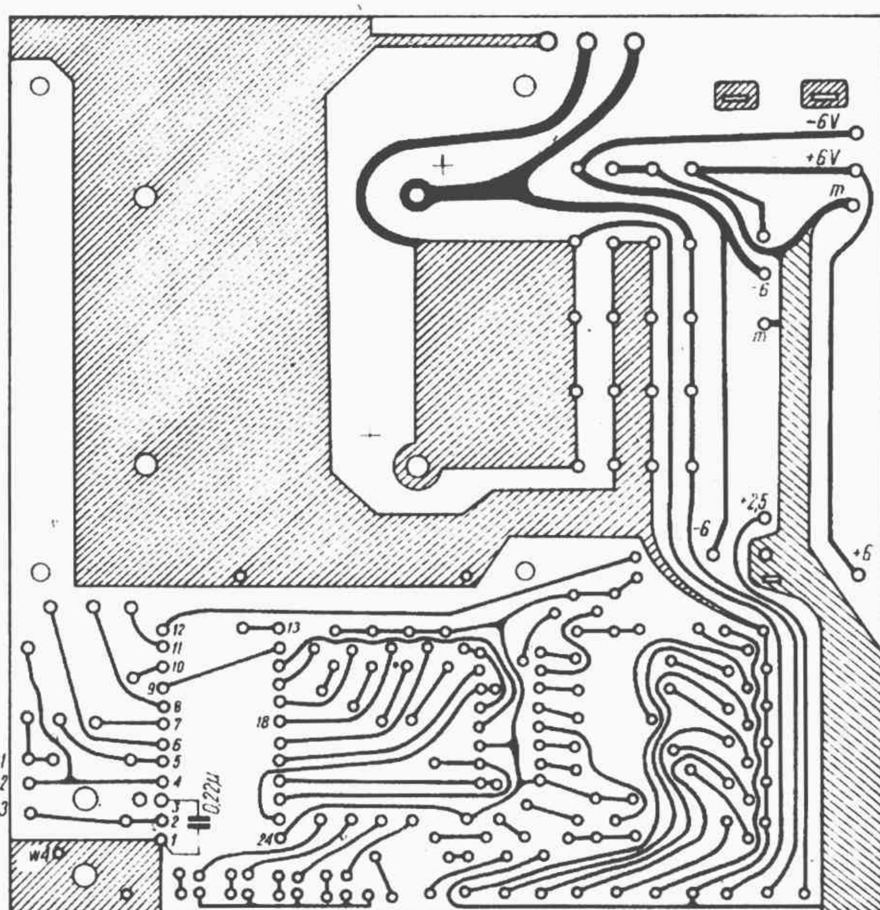
Przetwornik A/D pracuje na zasadzie podwójnego całkowania. Wyprowadzenia 4, 5, 6 służą do przyłączenia elementów R_1 i C_1 niezbędnych dla poprawnej pracy integratora. Zalecaną wartością pojemności C_1 jest 0,1 µF (kondensator musi mieć znikomą upływność, może być np. poliwęglanowy lub poliestrowy). Jeśli stosuje się częstotliwość zegarową 66 kHz, wartość rezystancji R_1 powinna wynosić 470 kΩ dla V_{REF} = 2 V i 27 kΩ dla V_{REF} = 200 mV. Wtedy czas przetwarzania równy jest w przybliżeniu 250 ms. Wzory konieczne do obliczenia wartości R_1 dla innej częstotliwości zegarowej można znaleźć w literaturze [2].

Kondensator offsetu (CO1, CO2; wyprowadzenia 7, 8)

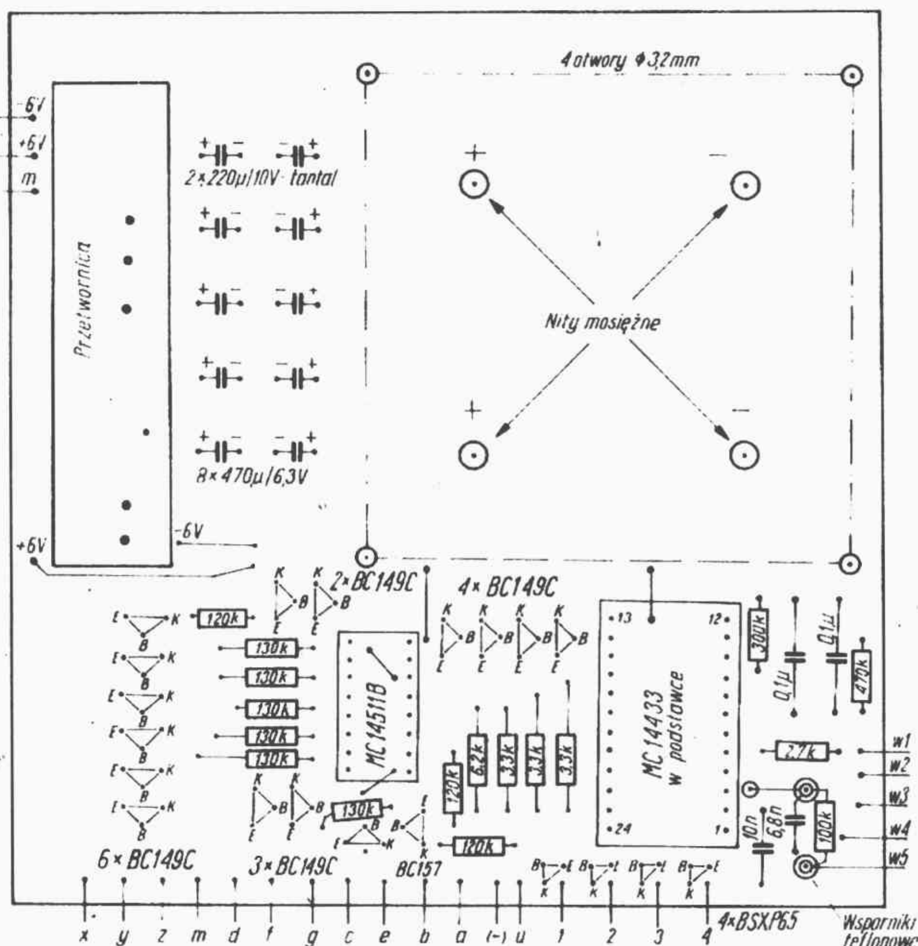
Przetwornik zapewnia automatyczne usuwanie wpływu napięć niezrównoważenia wewnętrznych wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów na dokładność przetwarzania. Dla poprawnej pracy układu w cyklu automatycznego zerowania zaleca się dołączenie między wyprowadzenia 7 i 8 kondensatora o pojemności 0,1 µF ± 20%.

Wejście sterujące przepisywaniem wyniku przetwarzania do pamięci (DU, wyprowadzenie 9)

Doprowadzenie dodatniego zbocza do wyprowadzenia 9, poprzedzające moment rozpoczęcia całkowania „w dół", powoduje wpisanie wyniku bie-



Rys. 8. Płytka cyfrowa multimetru (skala 1:1)
a – od strony druku, b – od strony elementów



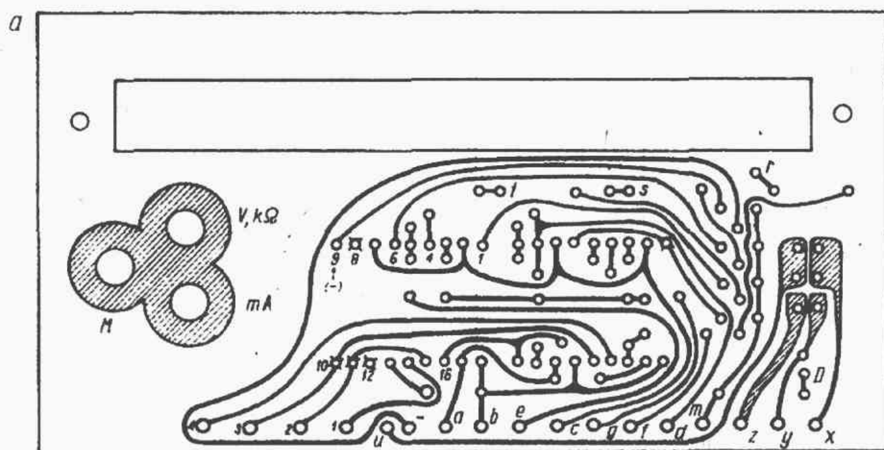
żącego przetwarzania do wyjściowych pamięci przetwornika. Jeśli wejście to zostanie połączone bezpośrednio z wyjściem EOC (wyprowadzenie 14), wynik każdego przetwarzania będzie wpisywany do pamięci wyjściowych. Przy zewnętrznym sterowaniu, poziomem odniesienia dla napięć doprowadzanych do wejścia 9 jest V_{SS}.

Zegar wewnętrzny (Clk 1, Clk 0; wyprowadzenia 10, 11)

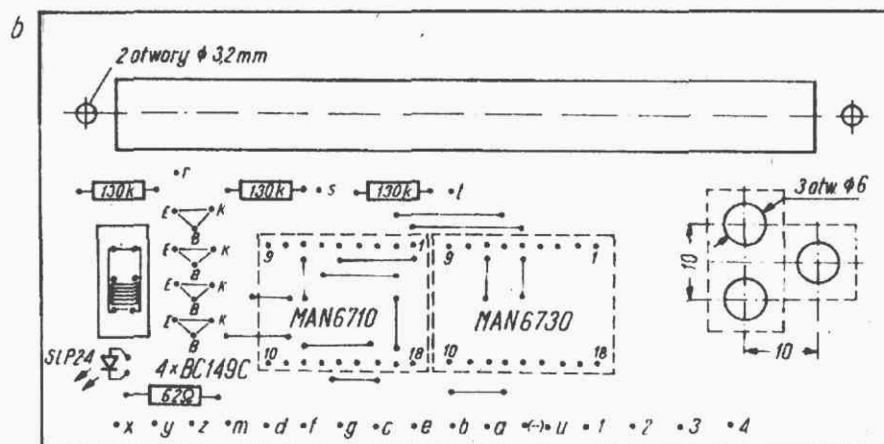
Włączenie rezystora 300 kΩ między wejście 10 i wyjście 11 powoduje uruchomienie wewnętrznego zegara przetwornika na częstotliwości około 66 kHz (częstotliwość najbardziej typowa). Zmiana wartości rezystancji tego rezystora umożliwia ustalenie innej częstotliwości zegarowej (w zakresie 2 MHz... 20 kHz) [2]. Można również dołączyć do wyprowadzenia 10 zewnętrzny sygnał zegarowy. Przy sterowaniu z zegara zewnętrznego napięcie sterujące przyłożone do wyprowadzenia 10 powinno być odniesione do V_{EE}. Zalecany zakres częstotliwości zegara: 32...400 kHz.

Zasilanie napięciem ujemnym (V_{EE}, wyprowadzenie 12)

Do wyprowadzenia 12 doprowadza się najbardziej ujemne napięcie zasilające. Wartość zalecana przez producenta: V_{EE} = -2,8 V...-8,0 V względem V_{AG} dla V_{SS} = 0 lub V_{SS} = V_{EE}. Typowa wartość prądu zasilania płynącego przez wyprowadzenie 12 jest równa 1 mA dla V_{EE} = -5 V.



Rys. 9. Płytka wskaźników multimetru (skala 1:1): a — od strony druku, b — od strony elementów



Zasilanie obwodów wyjściowych napięciem ujemnym (V_{SS}, wyprowadzenie 13)

Potencjał na wyprowadzeniu 13 (V_{SS}) względem V_{AG} określa niski poziom logiczny wyjść cyfrowych (BCD, wybór cyfry, EOC, OR). Jeśli połączy się V_{SS} z V_{AG}, napięcia wyjściowe mogą się zmieniać od V_{AG} = 0 V do V_{DD}. Przy połączeniu V_{SS} z V_{EE} potencjał wyjściowy może zmieniać się od V_{EE} do V_{DD}. V_{SS} może być ustalone dowolnie między (V_{DD} - 3 wolty) a V_{EE}.

Koniec przetwarzania (EOC, wyprowadzenie 14)

Koniec przetwarzania jest sygnalizowany impulsem dodatnim pojawiającym się na wyprowadzeniu 14. Szerokość impulsu jest równa połowie okresu sygnału zegara.

Przekroczenie zakresu (OR, wyprowadzenie 15)

Przekroczenie zakresu (V_X > V_{ref}) jest sygnalizowane na wyjściu 15 zmianą poziomu logicznego z wysokiego na niski.

Wybór cyfry (DS4, DS3, DS2, DS1; wyprowadzenia 16...19)

Dana cyfra jest wybrana wtedy, gdy na odpowiadającym jej wyjściu pojawia się wysoki poziom logiczny. Bezpośrednio po wystąpieniu impulsu na wyjściu EOC wybierana jest najbardziej znacząca cyfra (a właściwie pół cyfry, DS1). Następne cyfry są wybierane w kolejności od najbardziej do najmniej znaczącej. Częstotliwość sekwencji (multipleksu) jest równa częstotliwości zegarowej dzielonej przez osiemdziesiąt (f_s = 0,8 kHz dla f_{zegara} = 66 kHz).

Wyjście danych w kodzie BCD (Q0, Q1, Q2, Q3; wyprowadzenia 20, 21, 22, 23)

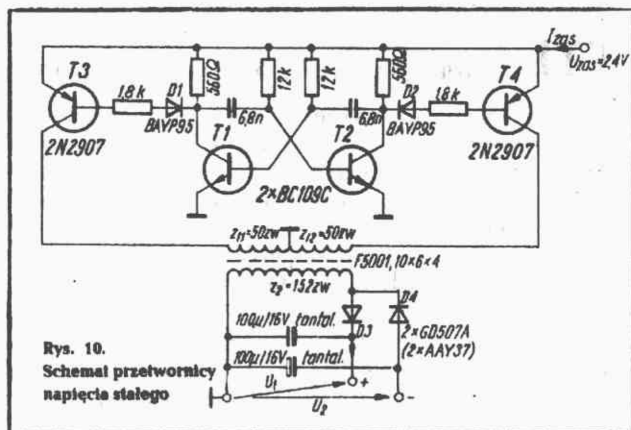
W czasie wybierania drugiej, trzeciej i czwartej cyfry wyniku pomiaru na wyjściach Q0...Q3 pojawia się zakodowana informacja o tych cyfrach (kod BCD). W czasie wybierania pierwszej cyfry na wyjściach Q0...Q3 otrzymuje się informację o: pierwszej cyfrze, polaryzacji napięcia, przekroczeniu lub „niedopełnieniu" zakresu (overrange - OR, underrange - UR). Tablicę stanów wyjść przedstawiono poniżej:

Zakodowana informacja	Kod informacji Q3	Q2	Q1	Q0	Po deszyfracji po 7 segmentów*
+ 0	1	1	1	0	nie wyświetla
0	1	0	1	0	nie wyświetla
+ 0 UR	1	1	1	1	nie wyświetla
0 UR	1	0	1	1	nie wyświetla
+ 1	0	1	0	0	wyświetla „1"
1	0	0	0	0	wyświetla „1"
+ 1 OR	0	1	1	1	wyświetla „1"
1 OR	0	0	1	1	wyświetla „1"

*) Jeśli używamy wskaźnika z pełną cyfrą, należy dołączyć do deszyfratora tylko segmenty b i c.

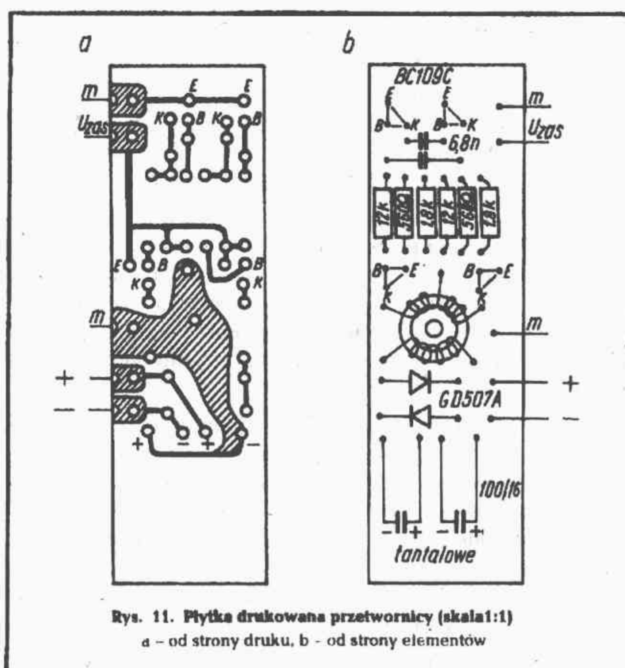
Należy zaznaczyć, że wysoki poziom logiczny na wyjściu Q3 odpowiada pierwszej cyfrze równej „0", natomiast niski poziom - cyfrze „1". Wyjście Q2 może być interpretowane jako wyjście polaryzacji: stan wysoki oznacza polaryzację dodatnią, stan niski - polaryzację ujemną. Wyjście Q0 służy do sygnalizowania konieczności zmiany zakresu. Przekroczenie zakresu (Q3 = 0, Q0 = 1) jest sygnalizowane wtedy, gdy liczba impulsów jest większa niż 1999. Gdy liczba zliczanych impulsów jest mniejsza niż 180, sygnalizowane jest „niedopełnienie" zakresu (Q3 = 1, Q0 = 1).

Zasilanie napięciem dodatnim (V_{DD}, wyprowadzenie 24)
Do wyprowadzenia 24 dołącza się najbardziej dodatnie napięcie zasilające. Wartość tego napięcia może być ustalona w przedziale od +5,0 do +8,0 V względem V_{AG}.
W wykonanym multimetrze nie wykorzystano wszystkich możliwości układu scalonego MC14433P. Zastosowano jedynie wygaszanie wyniku pomiaru w razie przekroczenia zakresu (połączenie wyjścia 15 układu scalonego MC14433 z wejściem 4 układu MC14511B). Wynik nie jest całkowicie wygaszony; świecą się segmenty „d" cyfr od drugiej do czwartej, co m. in. sygnalizuje stan włączenia przyrządu, gdy jest on używany jako omomierz.
Segmenty wskaźników są sterowane ze źródeł prądowych zrealizowanych z tranzystorami T11...T18 (rys. 2). Wartość prądu kolektora tych tranzystorów jest ustalona przez rezystory 130 kΩ dołączone do ich baz i wynosi około 20 mA. Wszystkie tranzystory typu BC149C zastosowane w przyrządzie mają współczynnik wzmocnienia prądowego równy 550 dla $I_C = 10$ mA.
Tranzystory T9 i T10 oraz T19 i T20 stanowią układy logiczne umożliwiające wyświetlanie cyfr „6" i „9" z segmentami „a" i „d".
Tranzystory T1...T4 mają współczynniki wzmocnienia prądowego równe 200 dla $I_C = 100$ mA. Pracują one jako klucze wybierające odpowiednią cyfrę pola odczytowego przyrządu. Zwraca się uwagę na dołączenie kolektorów tych tranzystorów bezpośrednio do akumulatorów (napięcie 2,4 V). Zastosowany sposób zasilania wskaźników umożliwia zaoszczędzenie ponad połowę energii zasilającej, w porównaniu z tradycyjnym sposobem sterowania wskaźników z deszyfratora 7447 lub



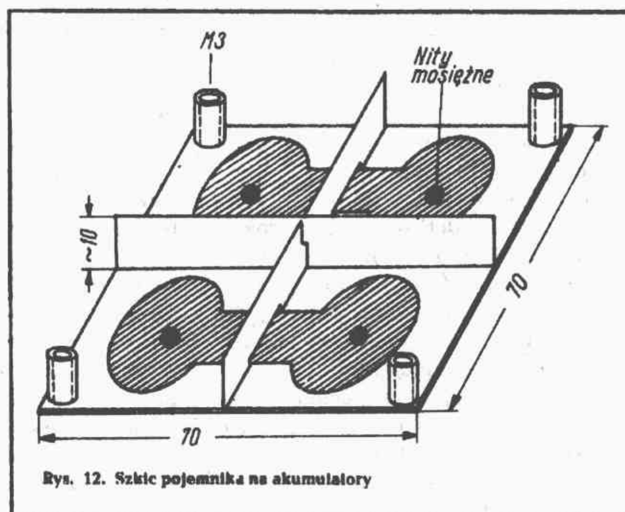
Rys. 10. Schemat przetwornicy napięcia stałego

z deszyfratora MC14511 i napięcia zasilającego ten deszyfrator.
Kropki dziesiętne są sterowane ze źródeł prądowych zrealizowanych z tranzystorami T21...T23.
Skonstruowana przetwornica napięcia służy do przetworzenia napięcia 2,4...2,5 V, uzyskanego z dwóch szeregowo połączonych akumulatorów KBM 35/10, na napięcia stałe o wartościach około +6 V i −6 V, potrzebne do zasilania przetwornika A/D typu MC 14433, przetwornika rezystancja-napięcie ze wzmacniaczem operacyjnym LM324 oraz dekodera MC14511B.
Schemat przetwornicy napięcia przedstawiono na rys. 10, zaś płytkę drukowaną na rys. 11.
W układzie przetwornicy można wyróżnić trzy podstawowe bloki: symetryczny multiwibrator astabilny z tranzystorami T1 i T2, wzmacniacz transformatorowy z tranzystorami T3 i T4 oraz prostowniki z diodami D3 i D4.
Przetwornica charakteryzuje się pewnym i łatwym wzbudzeniem, nawet przy spadku napięcia zasilania do 1,5 V, dość dużą sprawnością – około 65%, dużą częstotliwością pracy,

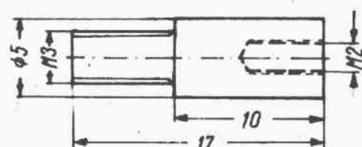


Rys. 11. Płytka drukowana przetwornicy (skala1:1)
a – od strony druku, b – od strony elementów

a tym samym łatwą filtracją tętnień powstałych w wyniku prostowania napięcia zmiennego.
Ewentualne zastosowanie diod D1 i D2 poprawia sprawność przetwornicy o około 7%; w modelu pominięto te diody i dlatego na płytce drukowanej ich nie uwzględniono.
Transformator przetwornicy nawinięto na rdzeniu pierścieniowym o wymiarach 10×6×4 mm, wykonanym z ferrytu F-5001. Uzwojenia pierwotne (po 50 zw.) nawinięto drutem miedzianym emaliowanym o średnicy 0,2 mm. Uzwojenie wtórne zawiera 152 zwoje drutu miedzianego w emalii, o średnicy 0,15 mm.
Przetwornica jest ekranowana przez umieszczenie w prostopadłościennym pudełku wykonanym z blachy miedzianej o grubości 0,5 mm. Ekran dołączono do masy przetwornicy przez lutowania na głównej płytce drukowanej multimetru. Szkic wykonanego pojemnika na akumulatory przedstawiono na rys. 12.
Na płytce laminowanej folią miedzianą, o wymiarach 70×70 mm wytrawiono połączenia między akumulatorami (obszary zakreskowane na rys. 12). Pewne zestyki akumulatorów z folią zapewniono stosując nity mosiężne. Akumulatory są oddzielone od siebie cienkimi płytkami tekstolitowymi (≈ 1 mm), wklejonymi klejem „Epidian" w odpowiednie wycięcia w płytce głównej. W rogach płytki głównej umieszczono cztery polistyrenowe tulejki gwintowane o średnicy 6 mm i wysokoś-



Rys. 12. Szkic pojemnika na akumulatory



Rys. 13. Wkręt mocujący płytkę wskaźników

ci 10 mm, które nie pozwalają na wysunięcie się akumulatorów z pojemnika oraz służą do mocowania pojemnika do płytki cyfrowej za pomocą czterech wkrętów M3. Po wyjęciu multimetru z obudowy, pojemnik z akumulatorami może być łatwo wysunięty z wnętrza przyrządu, po odkręceniu czterech wkrętów mocujących.

Płytka prostowników zawiera dwie diody prostownicze, dwa gniazda zasilania zewnętrznego oraz rezystory ograniczające prąd ładowania akumulatorów. Spełnia on również funkcję odstępnika między płytkami analogową i cyfrową, które są do niej przykręcone wkrętami M2. Ze względu na nieoptymalność wykonania tej płytki (składa się ona z trzech elementów wzajemnie nitowanych, o bardzo skomplikowanych kształtach) nie podano jej rysunku.

Płytka analogowa i płytka cyfrowa są umieszczone równolegle do siebie. Odstęp między nimi jest równy 42 mm i ustalony jest od tyłu przez płytkę prostowników, a od przodu przez płytkę wskaźników.

Płytka wskaźników jest prostopadła do płytki analogowej i jest do niej mocowana za pomocą listwy przełączników „Isostat". Mocowanie płytki wskaźników do płytki cyfrowej (górnej) jest zrealizowane za pomocą odpowiednio nagwintowanych prostopadłościanów o wymiarach 12×8×6 mm, wykonanych z tekstolitu.

Wkręty mocujące płytkę wskaźników są toczone z pręta mosiężnego o średnicy 5 mm i mają kształt przedstawiony na rys. 13. Służą one jednocześnie do mocowania czerwonego filtru chroniącego wskaźniki i zwiększającego kontrast odczytywanego wyniku, oraz płytki z opisem klawiszów przełącznika funkcji i zakresu pomiarowego.

W celu zasilania przyrządu z sieci prądu zmiennego przewinięto uszkodzony transformator TS2/10, stosowany w zasilaczach kalkulatorowych. Uzwojenie pierwotne nawinięto drutem emaliowanym o średnicy 0,05 mm; zawiera ono 6000 zwojów. Uzwojenia wtórne, po 177 zwojów, nawinięto drutem emaliowanym o średnicy 0,2 mm. Prąd biegu jałowego transformatora jest równy 7,8 mA. Po dołączeniu multimetru pobór prądu wzrasta do 11,3 mA. Pobór prądu z pojedynczego uzwojenia wtórnego wynosi 75 mA. Transformator umieszczony jest w obudowie zasilacza kalkulatorowego. Możliwe jest ładowanie pojedynczej baterii akumulatorów lub jednoczesne ładowanie obu baterii akumulatorów (przetwornica pobiera z akumulatorów około 40 mA prądu, wskaźniki – od 20 mA, przy przekroczeniu zakresu, do 100 mA przy wyświetlaniu – 1.888). Przyrząd można również zasilać z dwóch połączonych szeregowo ogniw R20.

LITERATURA

[1] Bogdan T. – Multimetry cyfrowe. WKŁ, Warszawa 1978.
[2] 3½ DIGIT A/D CONVERTER – MC14433 Motorola Semiconductor. Karty katalogowe E-199. December 1976.
[3] Application Note AN-769 – Autoranging Digital Multimeter Using the MC14433 CMOS A/D Converter. Motorola Semiconductor, 1977.
[4] 1977 Catalog of Optoelectronic Products, Monsanto.

Próbnik stanów logicznych TTL

WIESŁAW KACPRZAK JANUSZ SŁOWIŃSKI

Próbniki stanów logicznych (sondy) znane są od dawna. Zwykle są proste, ale bardzo poręczne i przydatne przy uruchamianiu i testowaniu urządzeń cyfrowych. Za pomocą próbnika można szybko zbadać funkcjonalną poprawność układu, a w razie stwierdzenia usterek próbnik pomaga dokładnie je zlokalizować. Większość produkowanych próbników kosztuje drogo w stosunku do ceny części składowych. Warto więc pokusić się o samodzielne wykonanie urządzenia.

Próbnik stanów logicznych powinien wskazywać następujące stany elektryczne układu:
- stan logiczny „0",
- stan logiczny „1",
- stan wysokiej impedancji (przerwa w obwodzie),
- pojedyncze impulsy – dodatni i ujemny,
- falę prostokątną,

oraz powinien dobrze współpracować z układami, które są testowane. Z wielu produkowanych na świecie rodzin cyfrowych układów scalonych (DTL, TTL, MOS, CMOS...) w Polsce produkowana jest i najpopularniejsza seria TTL. Zastanowmy się nad warunkami technicznymi, jakie musi spełniać próbnik przeznaczony do testowania urządzeń zbudowanych z układów tej grupy.

Napięcie zasilające (U_{cc}) wynosi +5 V ±5%. Będzie wygodnie, jeśli to samo napięcie, najlepiej z zasilacza testowanego urządzenia, zasili próbnik. Poziomy napięć odpowiadające zeru i jedynce logicznej wynoszą przeważnie 0,2 V (max 0,4 V) i 3,2 V (min 2,4 V). Próbnik przyłączony do napięcia z przedziału między zerem a jedynką logiczną powinien wskazać ten stan układu.

Rezystancja wejściowa próbnika powinna być możliwie duża, aby pomiar nie zakłócał pracy badanych układów. Obciążalność typowych układów TTL wynosi 10, tzn. że przykładowo do wyjścia bramki można przyłączyć 10 wejść innych bramek.

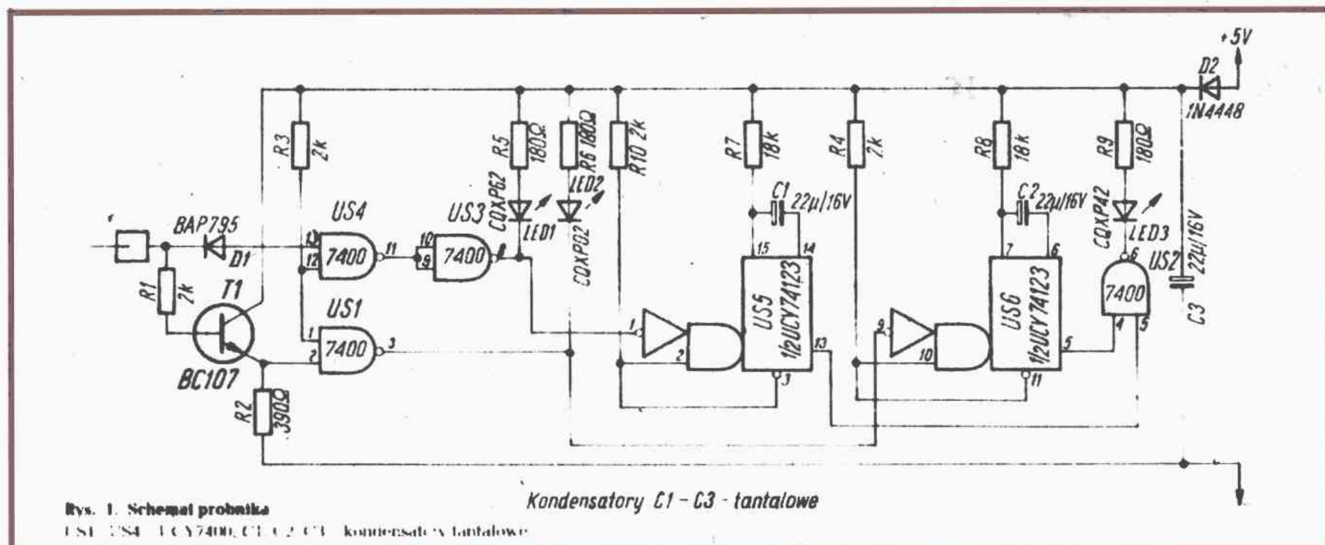
Przyjmijmy, że prosty próbnik logiczny będzie wnosił obciążenie równe obciążeniu wnoszonemu przez pojedynczą bramkę. W praktyce najczęściej to wystarcza, chociaż buduje się próbniki logiczne obciążające badane układy znacznie słabiej. Jeżeli dołączenie próbnika (obciążenie jednym wejściem więcej) dowolnego wyjścia TTL powoduje złą pracę urządzenia, to warto przemyśleć dokładnie schemat i zastanowić się, czy nie zastosowano tam zbyt małego marginesu bezpieczeństwa i czy urządzenie w tym stanie można eksploatować.

Z ostatnich zdań wynika, że używanie jako wskaźnika stanu logicznego pojedynczej diody LED z rezystorem przyłączonym do zasilania nie zda w praktyce egzaminu. Dioda LED wnosi obciążenie równe w przybliżeniu dziesięciu bramkom i pomijając inne wady tak prostego wskaźnika ta jedna przekreśla jego użyteczność zupełnie. Chcąc zachować wygodne diody LED jako wskaźniki stanów logicznych należy oczywiście zasilić je z dodatkowych bramek umieszczonych wewnątrz sondy. Taka idea zrealizowana jest w próbniku przedstawionym na rysunku 1.

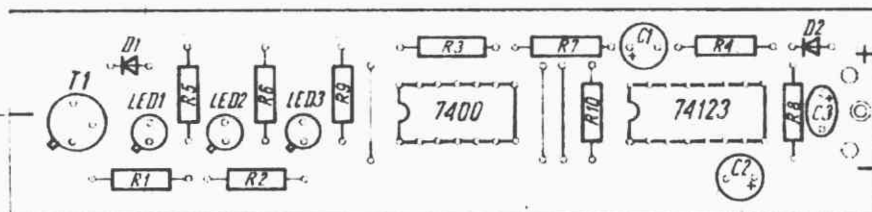
Dodatkowe elementy R1, R2, D1, T1 są dodane po to, aby próbnik wykrywał przerwę w obwodzie.

Próg przełączania typowej bramki TTL znajduje się na poziomie 1,4 V. Dioda D1 obniża ten próg dla próbnika do wartości około 0,7 V dla zera logicznego, a złącze EB tranzystora T1 podwyższa do około 2,1 V dla jedynki logicznej. Zatem, jeśli igła próbnika jest przyłączona do punktu badanego układu o potencjale z przedziału 0,7 V do 2,1 V, wówczas nie świeci żaden wskaźnik. Diody nie świecą także, gdy igła próbnika „wisi w powietrzu". Rezystor R2 wymusza w takim przypadku zero logiczne na wejściu bramki (US1).

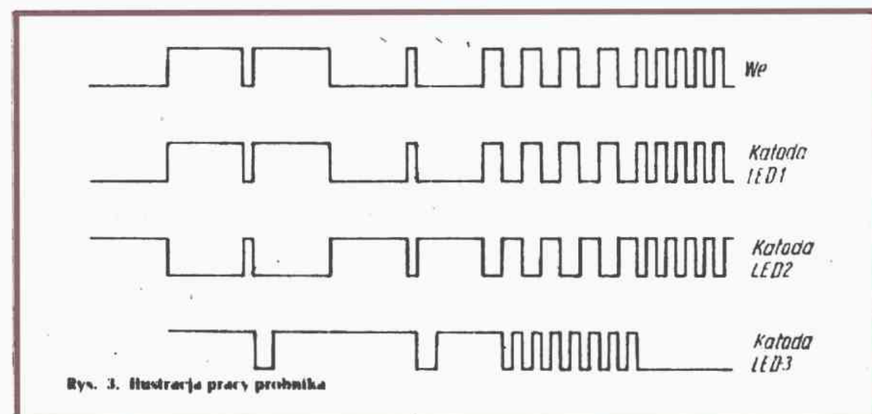
Problem wykrywania krótkich impulsów został rozwiązany za pomocą dodatkowego układu scalonego – podwójnego przerzutnika monostabilnego (UCY74123). Opadające zbocze wyzwala na czas około



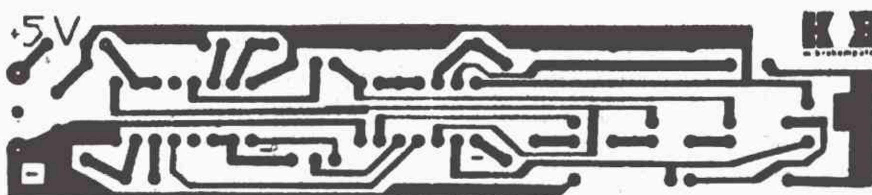
Rys. 1. Schemat probnika



Rys. 2. Rozmieszczenie elementow probnika na płytce drukowanej



Rys. 3. Ilustracja pracy probnika



Rys. 4. Płytka drukowana probnika (skala 2:1)

0,3 s pierwszy przerzutnik, a narastające drugi, też na 0,3 s. Dopiero wyzwolenie dwoch przerzutnikow interpretowane jest jako impuls. Oczywiscie jeśli kolejne zbocza będą oddalone od siebie w czasie o więcej niż 0,3 s, to dioda LED3 „impuls" nie zapali się, ale nie jest to utrudnieniem, gdyż tak długi impuls zaobserwujemy na diodach LED1 i LED2.

Probnik najlepiej zbudować na małej płytce drukowanej. Umieszczanie w obudowie nie jest konieczne. Kolejnosc montażu można przyjąć następującą: wlutować „mostki", rezystory, diody, następnie tranzystor, układy scalone (polaryzacja) i na końcu kondensatory. Pozostaną do zamocowania: igła probnika i przewody zasilające. Igła może być umieszczona w osobnej, zgrabnej obudowie (np. od długopisu) i połączona przewodem z probnikiem.

Przewody zasilające warto po przylutowaniu przełożyć przez otwor w płytce i zabezpieczyć grubszą koszulką przed urwaniem się w czasie użytkowania. Warto przestrzegać zasady: czerwony przewod do +5 biały (lub rożny od czerwonego) do masy.

Probnik jest zasilany przez testowane urządzenie. Po przyłączeniu zasilania jest gotow do pracy. Diody LED1 i LED2 powinny być ciemne. Dołączając igłę probnika do masy powinna zapalić się dioda LED1, a przyłączenie igły do +5 V powinno powodować zapalenie się diody LED2. Jeśli mimo nieprzyłączenia igły do żadnego bieguna zapala się dioda LED3 „impuls" należy zastanowić się, czy napięcie zasilające U_{cc} (+5 V) jest dostatecznie filtrowane w zasilaczu.

Silne tętnienia mogą powodować złą pracę urządzeń TTL. Probnik nie wymaga żadnej regulacji. Jeśli po zmontowaniu nie chce poprawnie działać, upewnijmy się, czy wszystkie elementy są prawidłowo zamontowane, czy nie ma zwarć lub przerwań ścieżek, czy wszystkie luty są właściwe i czyste. Jeśli to nie da rezultatu, to znaczy, że użyliśmy wadliwego elementu, trzeba więc go wymienić na nowy.

Jeżeli probnik jest kompletny i sprawdzony, można nim testować urządzenia TTL. Rysunek 3 ilustruje, jakie sytuacje można wykryć probnikiem. Uwaga: opisany probnik nie nadaje się do testowania układow cyfrowych, ktorych zasilanie jest wyższe od +5 V, a w szczególności nie można nim testować elementow MOS i CMOS, ktorych wyjścia nie są TTL kompatybilne.

Do kompletu przydałby się osobno zmontowany generator, ktorym można by na chwilę wymusić w pewnym miejscu żądany stan logiczny, aby na wyjściu za pomocą probnika obserwować reakcję.

Proponowany probnik logiczny jest tani, można zbudować ich kilka i połączyć je w celu jednoczesnego testowania wielu punktow. Powstanie w ten sposob probnik-monitor.

Każdy z probnikow pobiera około 50 mA prądu, dla prostych zasilaczy może pojawić się tu ograniczenie.

Efekt wirofoniczny

ZBIGNIEW STANISŁAW WOŹNIAK

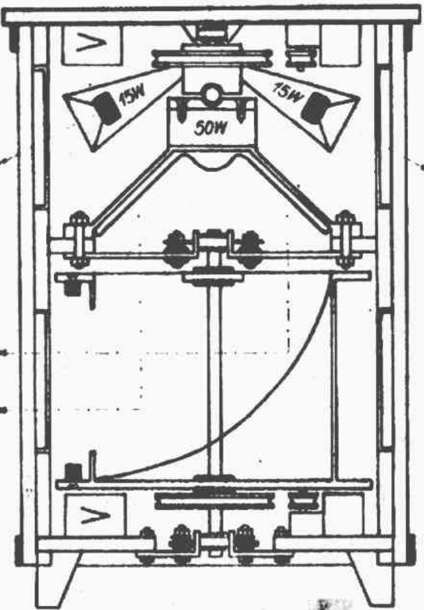
W muzyce rozrywkowej chętnie korzysta się z urządzeń elektronicznych służących do wzbogacania i zmiany brzmienia tradycyjnych instrumentów muzycznych. Produkowane są różnorodne przystawki przeznaczone do tego celu. W artykule tym przedstawiono sposoby wytwarzania efektu wirofonicznego.

Układy wytwarzające efekt wirofoniczny powstały w wyniku dążenia do imitowania brzmienia dawnych elektryczno-mechanicznych organów firmy Hammond i transponowania tego charakterystycznego brzmienia na dowolny instrument muzyczny. Do rozpowszechnienia tego efektu przyczyniły się firmy produkujące organy elektroniczne, a przedtem produkujące zestawy elektroakustyczne z wirującymi głośnikami według pomysłu Donalda Leslie. Nazwisko pomysłodawcy zostało zastrzeżone przez firmę CBS Incorporation jako znak towarowy dla tego typu zestawów.

Wirującym głośnikom towarzyszą dwa zjawiska akustyczne. Cykliczna zmiana odległości źródła dźwięku od słuchacza wywołuje zgodnie z zasadą Dopplera okresową zmianę częstotliwości, a jednocześnie zmieniający się kierunek głównej osi promieniowania źródła dźwięku powoduje zmianę fazy. Ta specyficzna kombinacja zmian fazy i częstotliwości powoduje brzmienie określane jako efekt wirofoniczny. W zależności od częstotliwości wirowania głośników wyróżniamy dwa rodzaje efektu wirofonicznego. Wolne obroty głośników dają złudzenie pogłosu, dlatego ten rodzaj efektu wirofonicznego nazywany jest często efektem katedralnym. Przy szybszych obrotach głośników występuje złudzenie unisonowe, polegające na zwielokrotnieniu brzmienia, określane często jako efekt chóralny. Wypróbowano w praktyce wiele rozwiązań mechanicznych. Ostatecznie uznano za typowy system, którego schemat funkcjonalny przedstawiono na rys. 1.

Mechaniczny układ wytwarzający efekt wirofoniczny, aby miał wystarczającą skuteczność, musi być zestawem głośnikowym o znacznej mocy. W związku z tym zrezygnowano z obracania ciężkiego głośnika z powodu komplikacji natury mechanicznej, jak również problemów związanych z jego zasilaniem. Głośnik umocowano wewnątrz zespołu, wytłumiając dostatecznie jego wsteczne promieniowanie akustyczne. Drgania przedniej strony membrany głośnika wytwarzają falę, która wydostaje się z zespołu głośnikowego przez obrotowy cylinder. W cylindrze znajduje się ekran kierujący fale akustyczne w kierunku otworu w bocznej ściance. Przemieszczanie się tego otworu wokół osi pionowej zespołu jest równoważne obracaniu samego głośnika. Elastycznie zawieszony cylinder jest starannie wyważony. Ubytek masy spowodowanej otworem w ściance bocznej oraz obecność ekranu wewnątrz cylindra równoważą odpowiednie masy dodatkowe. Wymiary cylindra są tak dobrane, aby nie powstawały rezonanse drgań w zakresie częstotliwości roboczych zespołu wirofonicznego. Precyzja wykonania cylindra i jego napędu decyduje o poziomie niepożądanych szumów urządzenia.

Głośniki wysokotonowe mają mniejszą masę i wymiary, dlatego też umożliwiają



Rys. 1. Zespół głośnikowy wytwarzający efekt wirofoniczny wskutek obracania się „reflektora" i zestawu głośników wysokotonowych

stosunkowo łatwe wprawianie ich w ruch obrotowy. Przeważnie są to dwa głośniki połączone przeciwfazowo, tworzące zwarty element konstrukcyjny o kształcie dwóch rożków. Do zasilania głośników wirujących nie nadają się najprecyzyjniejsze nawet pierścienie ślizgowe. Wobec tego zasilanie głośników wysokotonowych rozwiązuje się przeważnie metodą transformatorową. Oś obrotu głośników przechodzi przez ferrytowy rdzeń kubkowy. Jedna połówka rdzenia wraz z uzwojeniem wtórnym wiruje z głośnikami, a druga połowa rdzenia z uzwojeniem pierwotnym jest nieruchoma. Warunkiem poprawnej pracy takiego transformatora jest możliwie jak najmniejsza szczelina między obu połówkami rdzenia ferrytowego.

Obudowa mechanizmu wirofonicznego wykonana jest tak, aby dźwięk był wypromieniowany we wszystkich kierunkach bez strat.

Urządzenie wytwarzające efekt wirofoniczny metodą mechaniczną charakteryzuje się znacznymi wymiarami i ciężarem, małą odpornością mechaniczną w czasie transportu oraz wysoką ceną. Nieuniknione są również pewne szumy i szmery w czasie pracy.

Przed kilku laty rozpoczęto poszukiwania rozwiązań czysto elektronicznych, pozbawionych niedogodności mechanicznego urządzenia wirofonicznego. Kolejną koncepcją wytwarzania efektu wirofonicznego było cykliczne przełączanie głośników rozmieszczonych na obwodzie koła. Początkowo przełączane głośniki współpracowały z wyjściem jednego wzmacniacza, ale rozwiązanie to obarczone było licznymi wadami. Alternatywą dla tego rozwiązania, eliminującą całkowicie trudności związane z komutacją, było przełączanie sygnału akustycznego na poziomie wzmacniaczy wstępnych. Rozwiązanie to jest jednak kosztowne, ponieważ wymaga tylu kompletnych wzmacniaczy mocy, ile stosuje się głośników.

Doświadczenia praktyczne potwierdziły przydatność efektu wirofonicznego, wytwarzanego przy zastosowaniu trzech kanałów akustycznych. Godny polecenia, w przypadku lokali rozrywkowych, jest układ wykorzystujący cztery wzmacniacze akustyczne i cztery zespoły głośnikowe rozmieszczone w narożach pomieszczenia nagłośnianego.

Należy podkreślić, iż zastosowanie danego wzmacniacza do wytwarzania efektu wirofonicznego nie wyklucza w zasadzie jego wykorzystania do wzmacniania innych sygnałów doprowadzanych do innych wejść.

Na rys. 2 przedstawiono schemat układu elektronicznego do wytwarzania efektu wirofonicznego za pomocą czterech wzmacniaczy elektroakustycznych.

Zespół sterujący układu składa się z generatora taktującego napędzającego czterobitowy licznik binarny współpracujący z matrycą diodową. Generator taktujący i licznik binarny wykonano w oparciu o bramki NAND typu UCY7400. Jako generator taktujący wykorzystano prosty układ z tranzystorem T1 i dwiema bramkami NAND pracującymi jako inwertory. *Cd. na str. 194*

Turystyczny odbiornik radiofoniczny STERN-GARANT 2130

Odbiornik radiofoniczny Stern-Garant 2130 produkowany w Zakładach Stern-Radio Berlin jest przenośnym turystycznym odbiornikiem średniej klasy o estetycznym wyglądzie i nowoczesnej konstrukcji, wprowadzonym na polski rynek w 1980 r. Umożliwia on odbiór programów radiofonicznych emitowanych w zakresach fal krótkich, średnich (zakres cały i skrócony rozciągnięty), długich oraz ultrakrótkich. Odbiornik ma wbudowany zasilacz sieciowy.
Schemat ideowy odbiornika przedstawiono na str. 192–193.

DANE TECHNICZNE

Zakresy odbieranych częstotliwości:	
– fale długie	150...285 kHz
– fale średnie I	520...1605 kHz
– fale średnie II	1310...1605 kHz
– fale krótkie	5,9...12,075 MHz
– UKF	66...73 MHz
Czułość użytkowe:	
– z anteny ferrytowej	
fale długie	≤ 2,0 mV/m
fale średnie	≤ 0,7 mV/m
– z anteny teleskopowej	
fale krótkie	≤ 56 μV
fale ultrakrótkie	≤ 3,1 μV
Częstotliwości pośrednie:	AM – 455 kHz; FM – 10,7 MHz
Znamionowa moc wyjściowa przy zasilaniu:	
– z baterii 9 V (6 ogniw R14 lub 2 – R12)	≥ 1,0 W
– z sieci	≥ 1,8 w
Wymiary:	247×227×80 mm
Ciężar z bateriami:	około 2,3 kg

OPIS UKŁADU

Sygnały AM z anteny teleskopowej (fale krótkie) lub z anteny ferrytowej (fale średnie lub długie) są doprowadzane do bazy tranzystora T1 pracującego w układzie mieszacza samodrgającego. Potencjometr R3 znajdujący się w układzie spełnia funkcję precyzera dostrojenia przy odbiorze stacji pracujących w zakresie fal krótkich. Na wyjściu mieszacza znajduje się złożony filtr pasmowy pośr. cz. 455 kHz F3, F2 (filtr ceramiczny) zapewniający dużą selektywność odbiornika.
W głowicy UKF pracują dwa tranzystory SF235. Tranzystor T101 pracuje w układzie wzmacniacza w.cz., a tranzystor T102 – w układzie mieszacza samodrgającego.
Dopasowanie rezystancji anteny do rezystancji wejściowej tranzystora T101 zapewnia szerokopasmowy filtr U101. Człon składający się z elementów Dł101, R101 i C101 spełnią funkcję filtru tłumiącego pośr. cz. 10,7 MHz. Taką samą funkcję spełnia ten człon składający się z elementów Dł102, R104 i C104.
Dla zapewnienia stabilnego odbioru sygnałów FM zastosowano układ ARCz pracujący z diodą pojemnościową D102. Zakres ARCz ustalają diody D5 i D6.
W torze pośr. cz. AM/FM zastosowano układ scalony A281D. Sygnał pośr. cz. FM jest dodatkowo wzmacniany w stopniu pracującym z tranzystorem T1 (mieszacz samodrgający przy odbiorze sygnałów AM).
Wymaganą selektywność toru pośr. cz. FM zapewnia ceramiczny filtr pasmowy F1. Dioda D1 znajdująca się w obwodzie kolektora tranzystora T1 ogranicza sygnał pośr. cz. 10,7 MHz, zapobiegając przesterowaniu wzmacniacza zrealizowanego w układzie scalonym. Na wyjściu układu scalonego US1 znajduje się detektor stosunkowy zrealizowany z diodami D3 i D4 (tor FM) i detektor diodowy z diodą D2 (tor AM).
Sygnały m.cz. z demodulatorów są doprowadzane do potencjometru siły dźwięku R34. Do odczepu tego potencjometru są przyłączone elementy C42, R33 i C43. Dzięki nim, przy małych poziomach głośności, są uwydatniane zarówno małe jak i większe częstotliwości akustyczne (fizjologiczna regulacja barwy dźwięku). Przy każdym poziomie głośności, barwę dźwięku można dodatkowo regulować za pomocą potencjometru R36.
Wzmacniacz m.cz. zrealizowano z układem scalonym A211D1.
Na wyjściu odbiornika zastosowano głośnik 8 Ω, 2 VA.
Zasilacz sieciowy pracuje w układzie konwencjonalnym. Napięcie zasilające stopnie wejściowe i wzmacniacz pośr.cz. jest stabilizowane za pomocą diody Zenery D8.

Z.B.

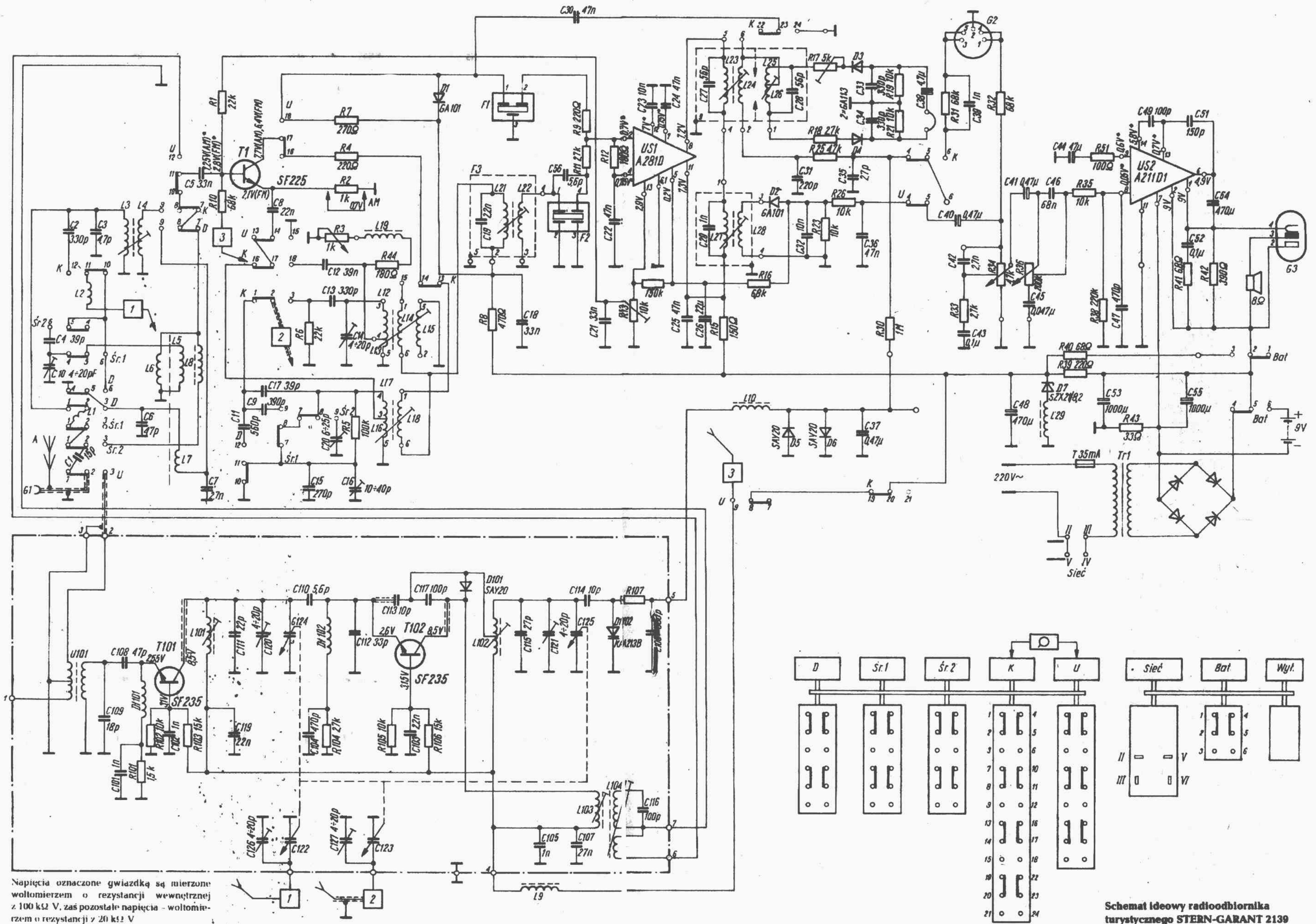
KRYSTYNA LELAKOWSKA

Elektronicznie regulowany fotel samochodowy

Firma Keiper Automobiltechnik opracowała elektroniczne urządzenie sterownicze o nazwie „POSITROL E", zwiększające komfort elektrycznej regulacji foteli samochodowych. Dzięki temu urządzeniu kierowca użytkujący samochód na zmianę, np. z niższą i szczuplejszą od niego osobą, nie musi już z trudem wciskać się za kierownicę i mozolnie przygotowywać ustawienie fotela do jazdy. POSITROL wyposażony w pamięć umożliwia wprowadzenie do niej danych określających wygodną pozycję siedzeń samochodowych w różnych warunkach użytkowania.
Elektroniczny układ kontrolno-nastawczy jest wyposażony w pięć silniczków elektrycznych do ustawienia: oparcia fotela, wzdłużnego ustawienia fotela, zmiany wysokości siedzeń, pozycji zagłówków. Każda kombinacja pozycji siedzeń może być zapamiętana. W pamięci elektroniczej można zakodować cztery różne pozycje siedzenia:

1. pozycja jazdy (dla mężczyzny),
2. pozycja jazdy (dla kobiety),
3. pozycja przy wsiadaniu i wysiadaniu,
4. pozycja spoczynkowa.

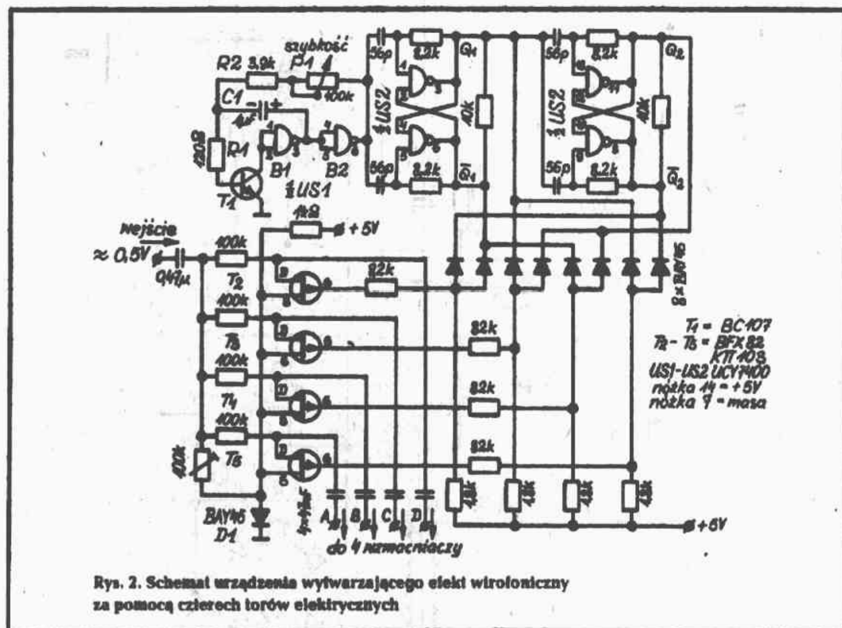
Wciśnięcie palcem przycisku urządzenia powoduje odtwarzanie zakodowanego w pamięci rozkazu nastawiającego siedzenie.
Przy włączonym silniku samochodu silniczki wykonawcze urządzenia POSITROL pracują tylko tak długo, jak długo przyciski pamięci pozostają wciśnięte, aż do nastawienia zakodowanej w pamięci pozycji siedzenia. W razie, gdyby przycisk został zwolniony wcześniej, zaświeci się zielona lampka sygnalizacyjna na znak, że ostateczna pozycja nie jest jeszcze ustalona. Przy ponownym naciśnięciu przycisku praca silniczka zostaje wznowiona. Sygnalizacja świetlna ostrzega kierowcę o nieprawidłowej sytuacji spowodowanej niewłaściwym ustawieniem fotela. Gdy silnik samochodu nie pracuje, przyciski wystarczy nacisnąć krótko, a fotel ustawi się we właściwej pozycji.
W urządzeniu POSITROL zastosowano mikroprocesor typu 80048 lub 8748.



Napięcia oznaczone gwiazdką są mierzone woltomierzem o rezystancji wewnętrznej z 100 kΩ V, zaś pozostałe napięcia – woltomierzem o rezystancji z 20 kΩ V

Schemat ideowy radioodbiornika turystycznego STERN-GARANT 2139

Zasada działania generatora taktującego jest następująca. Po doprowadzeniu napięcia na wyjściu bramki B1 pojawia się wysoki stan logiczny o potencjale rzędu 3,8 V. Napięcie to ładuje kondensator C1. Prąd ładujący płynie przez rezystor R1 oraz złącze baza-emiter tranzystora T1, powodując jego przewodzenie. Przewodzący tranzystor T1 utrzymuje na wyjściu bramki B1 wysoki stan logiczny.



Rys. 2. Schemat urządzenia wytwarzającego efekt wirofoniczny za pomocą czterech torów elektrycznych

Po naładowaniu kondensatora C1 prąd ładujący gwałtownie maleje, powodując zatkanie tranzystora T1. Zatkany tranzystor T1 wywołuje na wyjściu bramki B1 niski stan logiczny, który na wyjściu bramki B2 zmienia poziom logiczny z niskiego na wysoki. Tranzystor T1 jest zatkany tak długo, aż kondensator C1 zostanie naładowany potencjałem przeciwnym z wyjścia bramki B2 przez rezystor R2 i potencjometr P1, po czym tranzystor T1 przewodzi ponownie. Na wyjściu bramki B1 pojawia się wysoki stan logiczny rozpoczynający nowy cykl ładowania kondensatora C1.

Częstotliwość taktująca może być regulowana potencjometrem P1 w zakresie od 2 do 34 Hz, co odpowiada zmianom prędkości obrotowej źródła dźwięku od 0,5 do 8,5 obr/s.

Generator taktujący wytwarza impulsy o ujemnej polaryzacji, które wyzwalają czterobitowy licznik binarny. Licznik binarny składa się z dwóch przerzutników typu RS utworzonych w oparciu o bramki NAND. Dodatkowe elementy RC zamieniają statyczne przerzutniki RS w przerzutniki bistabilne łatwe do wyzwalania ujemnymi impulsami.

Stany logiczne wyjść licznika binarnego są dekodowane przez matrycę diodową wg kodu 1 z 4.

Matryca diodowa wytwarza impulsy otwierające bramki analogowe, które cyklicznie przełączają sygnał akustyczny na kolejne wejścia wzmacniaczy.

Bramki analogowe działają na zasadzie sterowanych dzielników rezystorowych utworzonych z rezystorów 100 kΩ i rezystancji kanału: źródło-dren tranzystora polowego.

W układzie zastosowano tranzystory polowe z kanałem typu p, w których wykorzystuje się zależność rezystancji kanału od napięcia przyłożonego między bramkę (G), a źródło (S). Do momentu pojawienia się na bramce tranzystora polowego impulsu napięciowego z matrycy diodowej, znajduje się on w stanie przewodzenia wnosząc do dzielnika kanału źródło-dren rezystancję rzędu 250...500 Ω.

Tranzystory polowe mają najmniejszą rezystancję kanału typu p, gdy między bramką a źródłem występuje różnica potencjałów rzędu 0,7 V. Dlatego źródła wszystkich tranzystorów polowych są zasilane napięciem +0,7 V, które odkłada się na przewodzącej diodzie D1.

Matryca diodowa wytwarza impulsy napięciowe rzędu 5 V, które cyklicznie zatykają tranzystory polowe. Rezystancja kanału zatkanego tranzystora polowego osiąga wartość rzędu megaomów, powodując przejście, prawie bez strat, sygnału akustycznego przez dany dzielnik.

Aby układ pracował poprawnie, amplituda sygnału akustycznego na wejściu układu nie powinna przekraczać 0,5 V, a sterowane przez niego wzmacniacze akustyczne powinny mieć rezystancję wejściową większą od 500 kΩ.

Układ przedstawiony na rys. 3 wytwarza efekt wirofoniczny o dwóch prędkościach za pomocą trzech wzmacniaczy elektroakustycznych. Układ ten jest stosowany szeroko jako uzupełnienie domowych organów elektronicznych, z myślą o wykorzystaniu wzmacniacza instrumentu i domowego wzmacniacza stereofonicznego.

Generator traktujący jest wykonany w oparciu o wzmacniacz operacyjny. Większą częstotliwość taktującą można regulować w pewnych granicach potencjometrem montażowym 22 kΩ. Mniejszą częstotliwość taktującą uzyskuje się przez dołączenie do układu generatora dodatkowego kondensatora 4,7 μF.

Generator taktujący steruje ośmiobitowy licznik binarny CMOS typu CD4022, który zalicza w cyklu sześciobitowym.

Dekoder stanów logicznych licznika zrealizowany jest na trzech przerzutnikach wykonanych w oparciu o bramki NOR zawarte w dwóch scalonych układach CMOS typu CD4001. Przełączane przez licznik binarny przerzutniki wytwarzają kolejno na swoich wyjściach impulsy prostokątne o szerokości $^1/_3$ pełnego cyklu zliczania. Impulsy te zostają zamienione na przebiegi trójkątne w układach integratorów, w których zastosowano wzmacniacze operacyjne. Przebiegi trójkątne pojawiające się cyklicznie na wyjściach integratorów zazębiają się połowami okresów. Opadaniu jednego przebiegu trójkątnego towarzyszy narastanie przebiegu na kolejnym wyjściu. Uzyskane przebiegi trójkątne sterują wzmocnieniem wzmacniaczy stanowiących modulacyjne układy obwiedniowe.

Teoretycznie dla wytworzenia efektu wirofonicznego, modulacyjne układy obwiedniowe powinny być sterowane przebiegami sinusoidalnymi. Przebieg sinusoidalny można łatwo aproksymować z przebiegu trójkątnego, jednak okazało się to zbyteczne, ponieważ kształt tego sygnału nie wpływa w sposób zasadniczy na jakość wytwarzanego efektu wirofonicznego.

Przy zmianie częstotliwości generatora taktującego występuje znaczna różnica amplitudy przebiegów trójkątnych na wyjściach integratorów. Mniejszej częstotliwości taktującej odpowiada większa amplituda przebiegów trójkątnych. Aby poziom przebiegów sterujących był niezależny od częstotliwości generatora taktującego, wraz z przełączaniem częstotliwości następuje przełączanie rezystorów

wyrównawczych, przez które sterowane są modulacyjne układy obwiedniowe. Funkcje komutacyjne realizuje jeden czterosekcyjny półprzewodnikowy zwierak scalony CMOS typu CD4016 sterowany przełącznikiem K2. Gdy przełącznik K2 znajduje się w pozycji „wolno" zwierak półprzewodnikowy przyłącza kondensator 4,7 µF do obwodu generatora taktującego, a pozostałe zwieraki są rozwarte. Sygnał z integratorów dochodzi do układów modulacyjnych przez rezystory wyrównawcze, którymi są potencjometry montażowe 100 kΩ. W pozycji przełącznika K2 „szybko" kondensator 4,7 µF jest odłączony od układu generatora, a pozostałe zwieraki półprzewodnikowe są zwarte. Przebiegi trójkątne dochodzą do baz tranzystorów T4...T6 przez potencjometry montażowe 10 kΩ. Przełącznik K1 zwiera do masy wejście kasujące licznika binarnego, unieruchamiając cały układ.

Modulacyjny system obwiedniowy składa się z trzech wzmacniaczy napięciowych, których wzmocnienie regulowane jest zmianą wartości ujemnego sprzężenia zwrotnego, wprowadzanego przez rezystory emiterowe tranzystorów T1...T3. Są one odsprzęgane kondensatorami 100 µF zwieranymi do masy przez zmienną wartość rezystancji złącz emiter-kolektor tranzystorów T4...T6. Tranzystory T4...T6 wykorzystane jako sterowane rezystory zmienne regulują wartość ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wartość amplitudy przebiegów trójkątnych sterujących tranzystory T4...T6 jest ustalona za pomocą oscyloskopu.

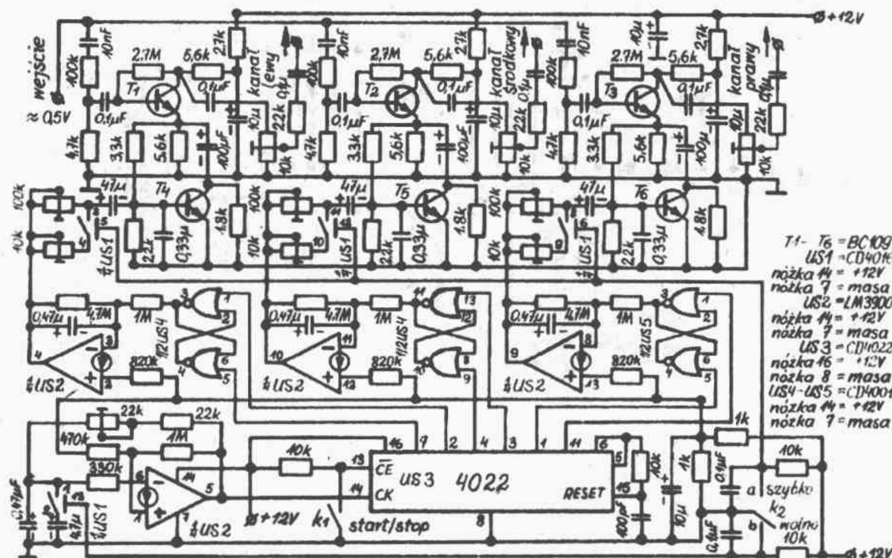
Modulacyjne wzmacniacze obwiedniowe powinny wzmacniać sygnał akustyczny tylko w czasie występowania przebiegów regulacyjnych. Napięcie akustyczne doprowadzone do wejścia układu nie powinno przekraczać 0,5 V, aby nie przesterowywać wzmacniaczy. Sygnały na wyjściach układu powinny mieć jednakowe wartości oraz obwiednie proporcjonalne do modulacyjnych sygnałów regulacyjnych.

Środkowe wyjście układu steruje wzmacniacz instrumentu, a wyjścia: „lewe" i „prawe" należy połączyć do odpowiednich wejść domowego wzmacniacza stereofonicznego.

Warunkiem poprawnej pracy układu jest jednakowy poziom natężenia dźwięku wszystkich torów elektroakustycznych.

W odróżnieniu od układu opisanego poprzednio, przełączanie kanałów nie jest skokowe, lecz płynne. Gdy w jednym kanale sygnał maleje, to w drugim narasta. Układ dzięki zastosowaniu scalonych układów cyfrowych CMOS, jest zasilany jednym napięciem 12 V i pobiera b.małą moc (rzędu 230 mW).

Czytelnikom zainteresowanym konstruowaniem układu do wytwarzania efektu wirofonicznego warto polecić to rozwiązanie ze względu na prosty i skuteczny układ modulacyjnych wzmacniaczy obwiedniowych. W razie trudności nabycia układów scalonych CMOS, zaleca się opisany układ rozbudować do czterech kanałów oraz wykorzystać licznik i dekoder opisany w poprzednim rozwiązaniu. Oprócz tego należy dobudować cztery generatory funkcji, których schematy i działanie opisano w artykule pt. „Elektroniczny syntezator muzyczny" – część III (Radioamator nr 6 1978 r.). W tym przypadku wyjściowe przebiegi prostokątne



Rys. 3. Schemat układu wytwarzającego efekt wirofoniczny za pomocą trzech torów elektrycznych

z dekodera należy zróżniczkować, aby uzyskać impulsy szpilkowe dogodne do wyzwalania generatorów funkcji. Generatory funkcji należy wyregulować tak, aby wytworzone przebiegi miały czasy narastania i opadania równe czasowi upływającemu między kolejnymi impulsami wyzwalającymi. Wtedy opadającemu przebiegowi jednego generatora funkcji będzie towarzyszyło narastanie przebiegu wyjściowego drugiego generatora funkcji. Jest to warunek konieczny, aby generatory funkcji mogły spełniać funkcję źródeł regulacyjnych dla wzmacniaczy obwiedniowych.

Poza przedstawionymi wyżej rozwiązaniami poszukiwano możliwości uzyskania efektu wirofonicznego, bądź efektu bardzo do niego podobnego za pomocą jednego kanału elektroakustycznego. Pozytywne rezultaty osiągnięto stosując linie opóźniające o napięciowo regulowanych czasach transmisji. Współpraca kilku linii opóźniających o różnych czasach transmisji, regulowanych przez niezależne regulatory wibrato, umożliwia zwielokrotnienie sygnału. Zmieszanie pierwotnego sygnału akustycznego z sygnałami wytworzonymi z zastosowaniem linii opóźniających daje złudzenie równoczesnej pulsacji częstotliwości i fazy.

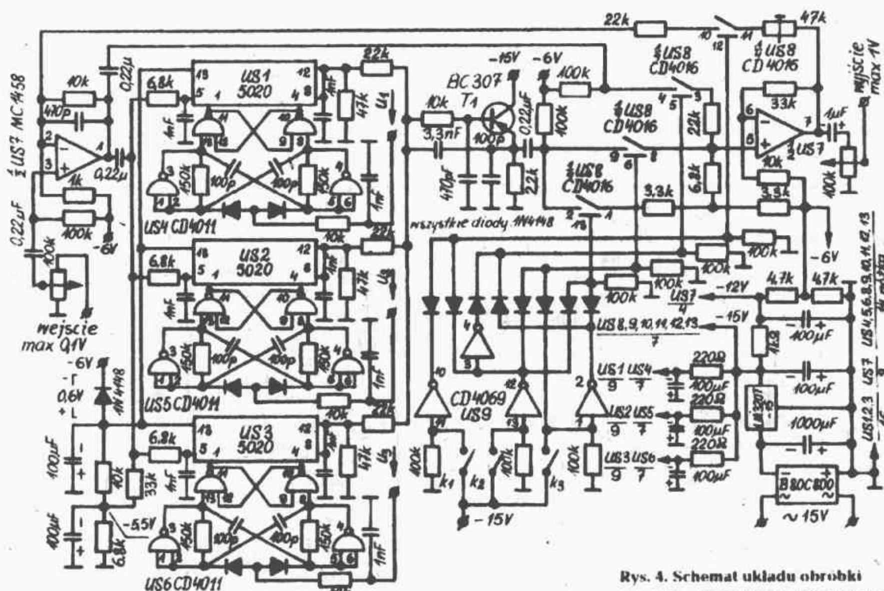
Początkowo linie opóźniające konstruowano z licznych ogniw LC. Czas opóźnienia regulowano zmianą indukcyjności za pomocą dodatkowego uzwojenia podmagnesowującego rdzeń. Linie takie były bardzo złożone i nie zapewniały właściwych parametrów użytkowych. Rozwój scalonych układów cyfrowych CMOS, a zwłaszcza półprzewodnikowych pamięci dynamicznych, zmienił radykalnie rozwiązania układów do wytwarzania efektu wirofonicznego. Pamięci dynamiczne doskonale nadają się do zastosowania jako linie opóźniające, umożliwiając znaczne uproszczenie układów przy zachowaniu wysokich parametrów jakościowych.

Firma Wersi-electronics (RFN) zaprezentowała już w 1975 r. przystawkę o nazwie „Wersivoice" wykorzystującą pamięci dynamiczne. Przystawka ta wytwarza efekt wirofoniczny o płynnie regulowanych „obrotach" w zakresie od 0,6 do 6 obr/s za pomocą jednego wzmacniacza elektroakustycznego. Przystawka „Wersivoice" jest bardzo popularna i dlatego warto przedstawić jej schemat ideowy.

Na rys. 4 przedstawiono schemat zespołu obróbki sygnału akustycznego, a na rys. 5 schemat zespołu wytwarzającego przebiegi sterujące pracą zespołu obróbki.

W zespole obróbki sygnału akustycznego głównymi układami są trzy scalone pamięci dynamiczne o pojemnościach 512 bitów. Komórki pamięci dynamicznej stanowią odpowiednio przełączane pojemności, a informacja w postaci ładunku elektrycznego jest przekazywana cyklicznie z komórki do komórki. Pracą pamięci dynamicznej sterują dwa przebiegi

taktujące o jednakowych amplitudach i przeciwnych fazach, dochodzące do nóżek 1 i 4 układu scalonego. Przebiegi taktujące są wytwarzane przez multiwibratorowe układy generacyjne. Przebiegi wyjściowe multiwibratorów sterują



Rys. 4. Schemat układu obróbki sygnału w urządzeniu „Wersivoice"

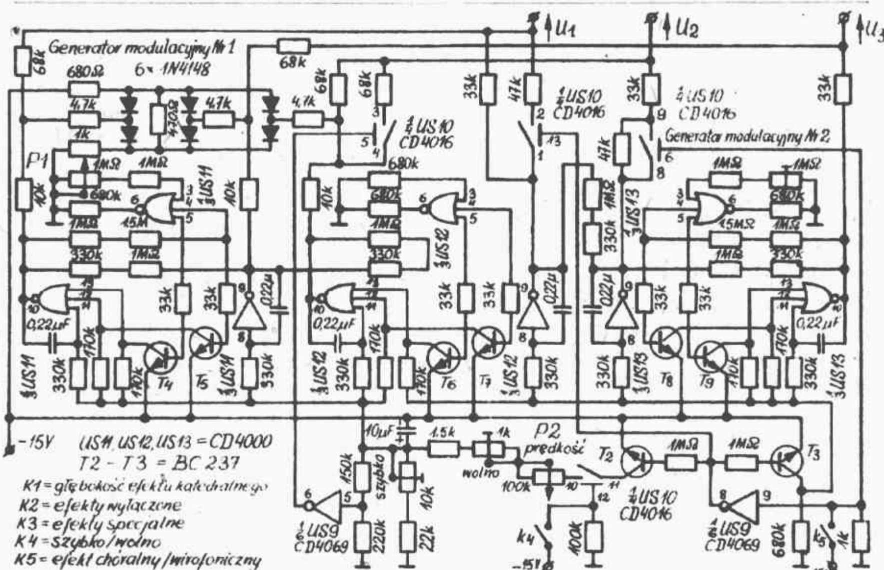
pamięci dynamiczne przez przerzutniki typu RS, które kształtują wymagane zbocza impulsów taktujących oraz spełniają funkcję separatorów.

Generator multiwibratorowy i współpracujący przerzutnik RS są utworzone w oparciu o bramki NAND wchodzące w skład jednego układu scalonego CMOS typu CD4001. Częstotliwość przebiegów taktujących zależy od wartości napięć sterujących U1...U3 i zmienia się od 50 do 250 kHz. Przy tak wielkiej częstotliwości taktującej akustyczny sygnał analogowy zostaje skwantowany i wprowadzony do pamięci dynamicznej w postaci ładunków elektrycznych odpowiadających chwilowym wartościom napięcia sygnału akustycznego. Wyjścia pamięci dynamicznych US1...US3 sterują filtr aktywny na tranzystorze T1, który odcina uboczne produkty procesu kwantowania, odtwarzając analogowy sygnał akustyczny.

Dalsza droga sygnału akustycznego zależy od układu komutacyjnego, składającego się ze scalonych zwieraków półprzewodnikowych, sterowanych trzema przełącznikami K1, K2 i K3. Wzmacniacz wejściowy i wyjściowy zrealizowano ze wzmacniaczami operacyjnymi typu 741. Dwa wzmacniacze tego typu w jednej obudowie produkuje firma Motorola, jako układ MC1458 oraz firma Signetics jako układ 5558.

O sposobie obróbki sygnału akustycznego decyduje zespół wytwarzający regulacyjne napięcia sterujące. Zespół sterujący składa się z dwóch generatorów modulacyjnych, przy czym z każdego z nich dodatkowo uzyskuje się dwa napięcia, których fazy przesunięte są wzajemnie o 120°.

Generator modulacyjny nr 1, wytwarzający drgania regulowane, jest skonstruowany w oparciu o dwie trójwejściowe bramki NOR układu scalonego US11. Układ przesuwający fazę generatora modulacyjnego o 120° zrealizowano na inwertorze wchodzącym w skład układu



Rys. 5. Schemat układu wytwarzającego napięcia regulacyjne w urządzeniu „Wersivoice"

US11. Układ składający się z dwóch bramek trójwejściowych NOR układu scalonego US12 przesuwa fazę generatora modulacyjnego o 240°.

Trójkątne napięcia wyjściowe generatora modulacyjnego oraz współpracujących układów przesuwających fazy zostają odkształcone w układach przekształtników diodowych na przebiegi zbliżone do sinusoidalnych.

Generator modulacyjny nr 2 skonstruowany jest podobnie. Wykorzystuje się dwie trójwejściowe bramki NOR układu scalonego US13. Wytwarza on napięcia trójkątne o stałej częstotliwości rzędu 0,6 Hz. Fazę generatora modulacyjnego przesuwa o 120° układ wykorzystujący inwertor wchodzący w skład układu scalonego US13, a inwertor układu scalonego US12 przesuwa fazę o 240°.

Generator modulacyjny nr 2 pracuje tylko wtedy, gdy układ wytwarza efekt unisonowy. Generator modulacyjny nr 1 dla uzyskania efektu unisonowego powinien wytwarzać częstotliwość 7 Hz, a dla efektu wirofonicznego częstotliwość jego pracy można zmieniać od 0,5 do 7 Hz. Zespół modulacyjny wytwarza 6 różnych przebiegów regulacyjnych o amplitudach rzędu 9 V, które układ komutacyjny sprowadza w różnych kombinacjach do trzech napięć regulacyjnych U1...U3. Funkcje komutacyjne w tym zespole realizują półprzewodnikowe zwieraki scalone, sterowane przełącznikami K4, K5. Przełącznik K4 alternatywnie przełącza charakter efektu wirofonicznego odpowiadający szybkim i wolnym obrotom.

W zależności od położenia przełącznika K5 przystawka wytwarza efekt unisonowy lub alternatywnie efekt wirofoniczny. O wartościach i składzie częstotliwościowym napięć regulacyjnych U1...U3 decydują przełączniki K4, K5 oraz potencjometry P1 i P2. Dla efektu unisonowego napięcia U1...U3 mają jednakowe amplitudy i częstotliwości rzędu 7 Hz zmodulowane częstotliwością 0,6 Hz, a różnią się jedynie fazami. W wyniku oddziaływania takich napięć regulacyjnych pierwotny

sygnał akustyczny, pojawiający się na wyjściach pamięci dynamicznych, jest zróżnicowany czasowo, dając złudzenie zwielokrotnienia brzmienia instrumentu muzycznego lub głosu ludzkiego, dlatego też efekt ten często nazywany jest chóralnym. Dla efektu wirofonicznego napięcia regulacyjne U1...U3 mają zbliżone częstotliwości, jednak różne amplitudy.

Generatory taktujące, sterujące pracą pamięci dynamicznych będą wytwarzały różne częstotliwości. W rezultacie uzyskuje się zróżnicowane czasy transmisji sygnału akustycznego przez poszczególne pamięci.

Zmieszanie pierwotnego sygnału akustycznego z sygnałami wyjściowymi pamięci dynamicznych daje złudzenie brzmienia wirofonicznego o charakterystycznych pulsacjach fazy i częstotliwości. Zwarty przełącznik K1 powoduje, że część sygnału wyjściowego zostaje wprowadzona ponownie do wejścia układu, wywołując wielokrotny obieg sygnału akustycznego przez układy pamięci, potęgując efekt katedralny. Przełącznik K2 unieruchamia wszystkie efekty – sygnał akustyczny przechodzi przez przystawkę bez modulacji. Zwarcie przełącznika K3 powoduje, że do wyjścia układu dochodzi tylko sygnał z pamięci dynamicznych, pozbawiony pierwotnego sygnału akustycznego. W tym przypadku uzyskuje się specyficzne brzmienie sygnału akustycznego, którego charakter można płynnie zmieniać potencjometrami P1 i P2.

Opisany układ, poza wymienionymi wyżej efektami, może wytwarzać 12 innych efektów brzmieniowych (przy różnych kombinacjach ustawienia przełączników i potencjometrów regulacyjnych).

Przystawka „Wersivoice" szybko rozpowszechniła się, robiąc karierę porównywalną z syntezatorem muzycznym. Wytwarzany przez nią efekt unisonowy zamienia brzmienie pojedynczych instrumentów smyczkowych w brzmienie całej sekcji smyczkowej; podobnie zwielokrotniony zostaje głos ludzki.

LITERATURA

[1] Ottis P. – Elektronicke zariadenie Leslie efekt. „Amaterske Radio" 10/1974

[2] Kühne H. - Elektronischeerzeugter Rotorsound. „Funkamateur" 5/1975.

[3] Karmann E. – „Wersivoice" ein vielseitiges elektronisches Effektgerät. „Funkschau" 18/1976.

[4] Pogson I. – Electronic scanner for organs. „Electronics Australia" 11/1977.

[5] Kotisa Z. – Simulator Leslie efektu. „Amatérske Radio" 11/1978

[6] Piečatnov B., Konovalow V. – Leslie pristavka. „Radio" (radz.) 11/1979.

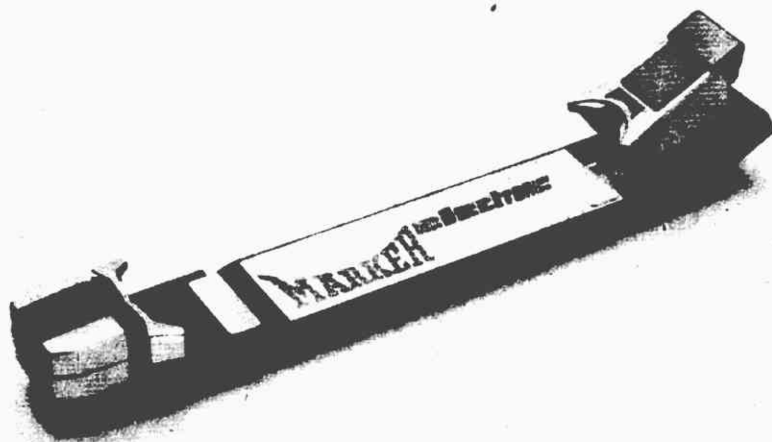
[7] Katalog – Leslie speakers. Hammond Organ Ltd. 1979

Elektronicznie programowane bezpieczniki do wiązań narciarskich

KRYSTYNA LELAKOWSKA

Mikroelektronika umożliwiła zwiększenie bezpieczeństwa jazdy na nartach.

Znana firma Hannes MARKER (RFN) opracowała elektronicznie sterowane bezpieczniki do wiązań narciarskich. Wyzwalanie bezpieczników jest niezależne od takich czynników jak brud lub korozja. Charakterystyka wyzwalania uwzględnia nie tylko siłę działającą na wiązanie, lecz także czas jej oddziaływania, np. krotkotrwałe uderzenia, które nie powodują wypięcia buta.



Charakterystyka wyzwalania wynika z analizy umiejętności i stylu jazdy, a także kondycji narciarza. Dzięki zastosowaniu układów mikroelektronicznych stało się możliwe umieszczenie układów elektronicznych w płytce wiązania. Dzięki małemu poborowi prądu pojemność baterii wystarcza na jeden sezon narciarski.

Wartości pomiarowe, proporcjonalne w przybliżeniu do obciążenia nóg, są doprowadzane do układu sterującego, który decyduje o wyzwoleniu bezpiecznika. Układy elektroniczne są zaprojektowane w taki sposób, że po osiągnięciu naprężeń statycznych o wartościach granicznych powstaje impuls wyzwalający i but zostaje wypięty. Natomiast przy krótkotrwałych obciążeniach dynamicznych układ opóźnia ten impuls, dzięki czemu unika się niepotrzebnych wyłączeń wiązań.

Sygnał wyłączenia wiązań jest przekazywany do elektromechanicznego przetwornika, który przez mechaniczny wzmacniacz działa na urządzenie trzymające but.

Dla uzyskania większej niezawodności działania całego systemu, podzespoły elektryczne i elektromechaniczne tworzą moduł redundancyjny, a dodatkowo są sprowadzane przez funkcjonalny układ kontrolny.

W opisanym urządzeniu (fot. wyżej) zastosowano układy scalone MOS serii CD 4000 (14 sztuk), przetwornik cyfrowo-analogowy AD 7523 oraz poczwórny wzmacniacz operacyjny LM346.

PMS elektronik



POMIAR NAPIĘĆ I PRĄDÓW STAŁYCH ORAZ ZMIENNYCH Z DOKŁADNOŚCIĄ 0,2%.
POMIAR REZYSTANCJI Z DOKŁ. 0,2%.
ZAKRESY:
0,2; 2; 20; 200; 2000 V/mA/kOhm
WYŚWIETLACZ CIEKŁOKRYSTALICZNY
ZASILANIE BATERYJNE 9V – 3mA.
WYMIARY: 205×53×200 mm.

ZAMÓWIENIA KIEROWAĆ NA ADRES:
PMS elektronik
00-343 WARSZAWA; ul. LEGIONOWA 23.

PROSPEKTY WYSYŁAMY BEZPŁATNIE

Filtry eliptyczne do nadajników KF

mgr inż. ZDZISŁAW BIEŃKOWSKI SP6LB

Nadajniki KF, szczególnie tranzystorowe, generują poza falą o częstotliwości podstawowej, także jej harmoniczne. Są one źródłem zakłóceń w urządzeniach radiokomunikacyjnych innych służb, a zwłaszcza w odbiornikach telewizyjnych. Eliminacja sygnałów niepożądanych jest podstawowym obowiązkiem każdego nadawcy. Uzyskuje się to przez staranne ekranowanie urządzeń, wbudowanie filtru w obwodach zasilających oraz przez włączenie filtru między stopień końcowy nadajnika i antenę.

Istnieje wiele opisów filtrów wykonanych przez amatorów, lecz część z nich nie spełnia stawianych obecnie wymagań, a część jest zgoła błędnie zaprojektowana.

Dobry filtr powinien mieć:
- małe tłumienie w pasmie przepustowym,
- duże tłumienie w pasmie tłumieniowym,
- szczególnie duże tłumienie dla drugiej i trzeciej harmonicznej,
- znormalizowaną impedancję wejściową i wyjściową (powszechnie przyjęto 50 Ω).

Filtry antenowe wykonuje się jako środkowoprzepustowe – dla nadajników jednopasmowych lub dolnoprzepustowe – dla nadajników wielopasmowych.

Wśród filtrów dolnoprzepustowych można wyróżnić filtry Butterwortha z maksymalnie płaską charakterystyką w pasmie przepustowym, o stosunkowo łagodnym przejściu do pasma tłumieniowego oraz filtry Czebyszewa, które zakładają pewien poziom zafalowania tłumienia w pasmie przepustowym (np. 0,5 dB), lecz mają bardziej strome przejście do pasma tłumieniowego.

Filtry Czebyszewa należą do filtrów symetrycznych opisywanych charakterystyką eliptyczną w układzie współrzędnych zespolonych. Są one znane od dawna, a metody ich obliczania (przybliżone) podane są w wykazie literatury [1, 2, 3].

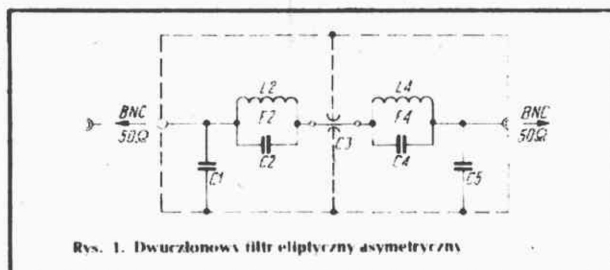
Z chwilą opracowania programów obliczania filtrów za pomocą komputerów stało się możliwe projektowanie filtrów o szczególnych właściwościach, przy z góry narzuconych wymaganiach technicznych (np. aby pojemność kondensatorów odpowiadała typoszeregowi E_{24}). W pozycji [4] wykazu literatury podano zasady projektowania filtru Czebyszewa, zaś w [5] opisano filtry o jeszcze bardziej wyszukanej charakterystyce: filtry eliptyczne o powiększonym tłumieniu drugiej i trzeciej harmonicznej. Obliczenia te zostały wykonane przez W3NQN, a skonstruowane na podstawie obliczeń filtry modelowe w pełni potwierdziły prawidłowość obliczeń. Filtry eliptyczne już jako dwuczłonowe umożliwiają uzyskiwanie tłumienia w pasmie tłumieniowym ponad 45 dB, zaś w pasmie przepustowym nieprzekraczające 0,074 dB.

Na rysunku 1 przedstawiono podstawowy układ filtru. Składa się on z dwóch cewek (L2 i L4) oraz pięciu kondensatorów. Obwody złożone z cewki L2 i kondensatora C2 oraz odpowiednio L4 i C4 są nastrojone na częstotliwości F2 i F4 odpowiadające drugiej i trzeciej harmonicznej fali nośnej nadajnika F_{AP}. Filtr ten dla częstotliwości mniejszych od F_{AP} wnosi tłumienie

Parametry filtru dolnoprzepustowego-eliptycznego pasm amatorskich 10...160 m

Poz.	F_{AP} MHz	F3 MHz	F_{AT} MHz	A_T dB	WFS	C1 pF	C3 pF	C5 pF	C2 pF	L2 μH	F2 MHz	C4 pF	L4 μH	F4 MHz
1	1,87	2,47	5,31	62,4	1,07	1100	2400	1000	63	5,15	8,84	173	4,74	5,56
2	1,89	2,19	3,68	53,3	1,20	1500	2700	1300	132	5,39	5,96	369	4,65	3,84
3	1,92	2,35	3,80	49,3	1,12	1200	2400	1000	130	5,10	6,17	372	4,32	3,97
4	2,05	2,40	3,87	50,5	1,18	1300	2400	1100	133	4,90	6,24	375	4,15	4,04
5	2,09	2,55	4,07	48,6	1,12	1100	2200	910	124	4,68	6,60	355	3,94	4,25
6	2,21	2,73	5,62	61,9	1,13	1100	2200	1000	64	4,59	9,30	175	4.19	5,88
7	3,90	4,41	6,63	47,6	1,23	750	1300	620	88	2,57	10,6	252	2,10	6.91
8	3,91	4,67	7,29	47,8	1,14	620	1200	510	73	2,53	11,8	208	2,10	7,61
9	4,15	5,01	9.89	60,5	1,15	620	1200	560	39	2,47	16,3	106	2,23	10,4
10	4,16	4,74	7,14	47,3	1,22	680	1200	560	81	2,40	11,4	233	1,97	7,44
11	7,07	8,34	13,2	48,9	1,16	360	680	300	40	1,41	21,3	113	1,18	13,8
12	7,30	8,34	15,9	60,9	1,25	430	750	390	26	1,43	26,1	71,3	1,28	16,6
13	7,55	8,59	13,5	50,2	1,23	390	680	330	40	1,34	21,7	114	1,12	14,1
14	7,58	9,56	19,2	60,1	1,11	300	620	270	19	1,31	31,8	52,6	1,19	20,1
15	8,26	9,33	14,2	48 4	1,24	360	620	300	41	1,22	22,6	116	1,00	14,8
16	8,28	9,84	19,6	61,7	1,18	330	620	300	19	1,25	32,4	52,8	1.14	20,6
17	14,7	17,0	32,0	59,5	1,21	200	360	180	13	0,707	32,4	35,7	0,633	33,5
18	14,9	17,3	27,0	48,8	1,18	180	330	150	20	0,675	43,3	57,0	0,562	28,1
19	15,6	18,2	33,2	57,3	1,19	180	330	160	13	0,661	54,2	36,0	0,585	34,7
20	17,5	19,5	29,2	48,2	1,28	180	300	150	21	0,572	46,4	58,5	0,468	30,4
21	22,1	27,3	56,2	61,9	1,12	110	220	100	6,4	0,459	93,0	17,5	0,419	58,8
22	22,3	25,9	40,4	48,8	1,18	120	220	100	13,3	0,450	65,0	38,0	0,375	42,2
23	22,9	27,9	43,9	47,7	1,12	100	200	82	11,8	0,426	71,0	33,9	0,356	45,8
24	24,5	28,4	43,6	48,0	1,19	110	200	91	12,7	0,408	69,9	36,4	0.337	45,4
25	26,2	29,2	43,8	48,2	1,28	120	200	100	13,7	0,381	69,6	39,0	0,312	45,6
26	28,7	37,1	77,9	61,7	1,08	75	160	68	4,4	0,342	129	12,1	0,313	81,6
27	29,3	35,2	55,9	48,6	1,14	82	160	68	9,2	0.337	90,4	26,3	0,283	58,3
28	30,7	37,3	59,7	48,5	1,13	75	150	62	8,5	0,319	96,7	24,3	0,268	62,3
29	31,3	35,6	53,6	47,4	1,23	91	160	75	10,8	0,320	85,5	31,0	0,262	55,9
30	32,4	40,0	81,3	61,4	1,12	75	150	68	4,5	0,313	135	12,2	0,285	85,1
31	32,6	37,9	58,5	48,2	1,18	82	150	68	9,4	0,307	93,9	26,7	0,254	61,0

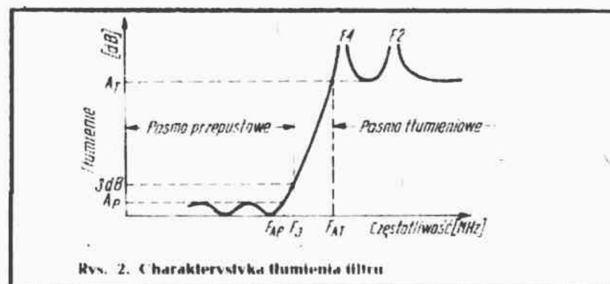
A_P nie przekraczające 0,074 dB (nie uwzględniając strat w cewkach i kondensatorach).
Częstotliwość F_{AP} dobiera się tak, aby odpowiadała ona górnemu krańcowi najwyższego pasma roboczego nadajnika (rys. 2). Powyżej F_{AP} charakterystyka tłumienia zaczyna się gwałtownie podnosić. Wyróżnia się na niej punkt początkowy F3, któremu odpowiada tłumienie 3 dB oraz częstotliwość F_{AT} odpowiadającą dolnej częstotliwości pasma tłumieniowego. Im nachylenie charakterystyki między tymi punktami jest większe, tym filtr jest lepszy; mówimy, że jest on bardziej „ostry". W paśmie tłumieniowym filtr ma minimalne tłumienie A_T, a w szczególnych punktach F4 i F2 tłumienie to ma bardzo duże wartości, zależne od stopnia ekranowania obwodów i ich dobroci.
W filtrze stosuje się kondensatory z izolacją polistyrenową lub mikową o wartościach typoszeregu E_{24} z tolerancją 5% na napięcia pracy nie niższe niż 500 V.
Kondensatory powinny mieć jak najkrótsze wyprowadzenia.



Rys. 1. Dwuczłonowy filtr eliptyczny asymetryczny

gdyż przy większych częstotliwościach (ponad 50 MHz) indukcyjność doprowadzeń odgrywa bardzo dużą rolę. Kondensator C3 powinien być typu przepustowego lub być złożony z dwóch lub nawet trzech równolegle połączonych kondensatorów dolutowanych do przegrody, o wypadkowej pojemności określonej w tablicy.
Cały filtr jest zamknięty w obudowie metalowej, np. z białej blachy o wymiarach 40 × 40 × 90 mm. Gniazda wejściowe i wyjściowe mogą być typu BNC lub PL. Podane gabaryty obudowy są aktualne przy stosowaniu rdzeni ferrytowych pierścieniowych o przekroju odpowiednim do przenoszonej mocy (100...200 W). Przy większych mocach lepiej jest stosować cewki powietrzne, gdyż na naszym rynku odpowiednie rdzenie pierścieniowe są trudne do kupna. Przy cewkach powietrznych należy pamiętać o wpływie ekranu obniżającym dobroć cewek. Przy częstotliwościach pracy poniżej 10 MHz i stosowaniu rdzeni pierścieniowych można pominąć środkową przegrodę.
Wartości kondensatorów i cewek należy dobierać z tablicy.

Po zmontowaniu układ trzeba dostroić, przy czym należy uzyskać częstotliwości rezonansowe F3 i F2 z tablicy. Dostrajać należy korekcją indukcyjności cewek przez dosuwanie lub rozsuwanie zwojów. Użyte kondensatory powinny być uprzednio dokładnie sprawdzone.
Dostrojenie do rezonansu można sprawdzać rezonansowym miernikiem absorbcyjnym GDO lub zasilając filtr z generatora przestrajanego mierzyć na wyjściu napięcie woltomierzem



Rys. 2. Charakterystyka tłumienia filtru

selektywnym albo odbiornikiem obejmującym zakres pomiarowy. Podczas pomiarów wejście i wyjście filtru powinno być obciążone rezystancją 50 Ω.
Autor danych zestawionych w tablicy [5] sprawdził praktycznie obliczenia wykonując modelowy filtr wg poz. 18 stosując rdzenie pierścieniowe T44-10. Uzyskał on tłumienie w paśmie przepustowym trudne do pomierzenia, zaś w paśmie tłumieniowym ponad 47 dB, przy czym dla częstotliwości F4 i F2 tłumienie wynosiło około 70 dB.
Cewki powietrzne projektuje się za pomocą ogólnie dostępnych wzorów lub monogramów. Dla ułatwienia podany jest uproszczony wzór dający przy cewkach o długości l większej od 0,4 D, dokładność około 1,5%:

$$L = \frac{D\ n}{45 + 100\ \frac{l}{D}}$$

przy czym:
L — indukcyjność cewki jednowarstwowej w μH,
D — średnica cewki w cm,
l — długość cewki w cm,
n — liczba zwojów cewki.

LITERATURA

[1] Poradnik inżyniera radioelektryka, rozdz. III-4, WNT 1969
[2] Seely S. — Układy elektroniczne, rozdz. 7.7, WNT 1975
[3] Antoniewicz J. — Poradnik radio i teleelektryka, C2C2, PWT 1959.
[4] Wetherhold E. — Low Pass Filters for Amateur Radio Transmitters, QST 12 1979.
[5] Wetherhold E. W3NQN — Eliptic Lowpass Filters, Ham Radio 1 81

Elektroniczny czasomierz

WOJCIECH OKSIEŃCZUK JANUSZ MACIOSZEK

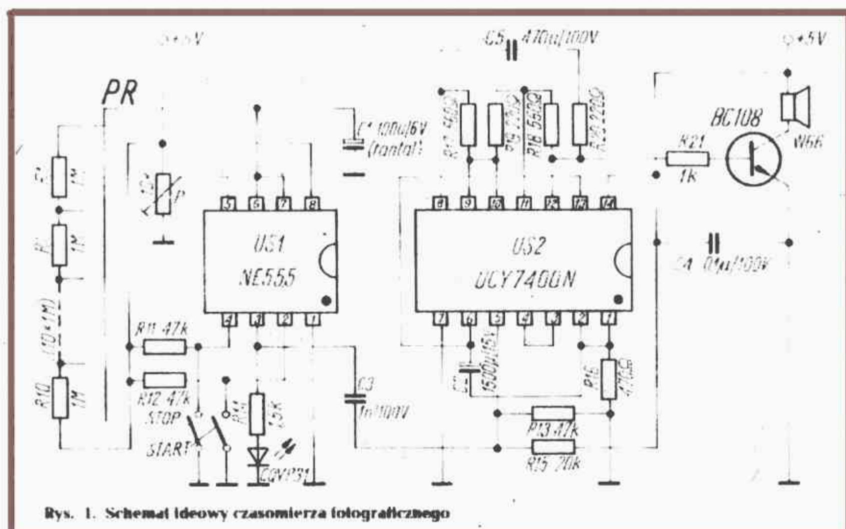
W praktyce fotograficznej, podczas wywoływania, płukania oraz utrwalania filmów i papierów, zarówno czarno-białych jak i barwnych potrzebny jest czasomierz — urządzenie, które w sposób dokładny, z dużą powtarzalnością odmierzałoby czas przeprowadzania czynności przy obróbce materiałów fotograficznych. Minutniki spotykane w handlu nie są wygodne w obsłudze, mają duży rozrzut odmierzanych czasów, przykry dźwięk alarmowania i małą dokładność czasów.

Opisany czasomierz odmierza czas od 1 do 10 minut, skokowo co 1 minutę. Odmierzony czas jest sygnalizowany akustycznie (ton około 800 Hz w ciągu 1,5 s) i optycznie (zgaśnięcie diody świecącej). Schemat ideowy czasomierza jest przedstawiony na rys. 1.
Czasomierz jest zbudowany na dwóch układach scalonych: NE555 i UCY7400. Pierwszy spełnia funkcję timera, czyli układu odmierzającego zadany okres czasu i funkcję sygnalizacji optycznej.

Zadaniem drugiego układu scalonego jest akustyczne zasygnalizowanie odmierzonego czasu. Jest to realizowane za pomocą dwóch bramek NAND tworzących przerzutnik monostabilny określający czas trwania sygnału akustycznego i następnych dwóch bramek tworzących generator akustyczny. Zastosowanie układów scalonych bardzo upraszcza konstrukcję układu.
Obsługa czasomierza polega na ustawieniu przełącznikiem 10-pozycyjnym żąda-

nego czasu i wciśnięcia przycisku „Start". Po odmierzeniu czasu ze słuchawki w ciągu około 1,5 s popłynie sygnał akustyczny. W przypadku potrzeby skasowania odmierzania czasu (np. wskutek pomyłki w ustawieniu przełącznika 10-pozycyjnego) należy wcisnąć przycisk „Stop".

kowany w USA od 1971 r. przez firmę Signetics, jak również wiele firm zachodnich. Układ ten zapewnia realizację wielu różnych funkcji w zależności od sposobu połączenia wyprowadzeń, takich jak opóźnianie zbocza sygnału, wytwarzanie pojedynczego impulsu, wytwarzanie przebiegu prostokątnego. Dodatkowe wyprowadzenia służą do wyzwalania i zatrzymywania pracy układu. Przy pracy w układzie przerzutnika monostabilnego można precyzyjnie ustalać czasy od mikrosekund do kilkunastu minut za pomocą jednego rezystora i jednego kondensatora przyłączonych zewnątrz. Dla stabilnej pracy układu generacyjnego częstotliwość i wypełnienie nastawiane są za pomocą rezystorów zewnętrznych i jednego kondensatora.



Rys. 1. Schemat ideowy czasomierza fotograficznego

połączeń i schemat blokowy układu scalonego NE555.

A oto parametry tego układu.

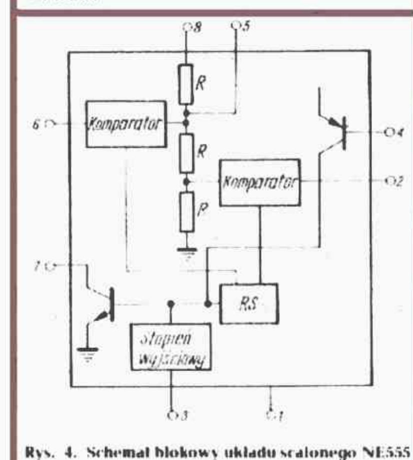
Napięcie zasilania:	5...16 V
Prąd pobierany ze źródła zasilania:	
dla 5 V	2 mA
dla 16 V	8 mA
Stabilność w funkcji napięcia zasilania:	$50 \cdot 10^{-6}$ °C

Układ ten wymaga szerszej popularyzacji w literaturze traktującej o elektronice ze



Rys. 3. Układ połączeń układu scalonego NE555

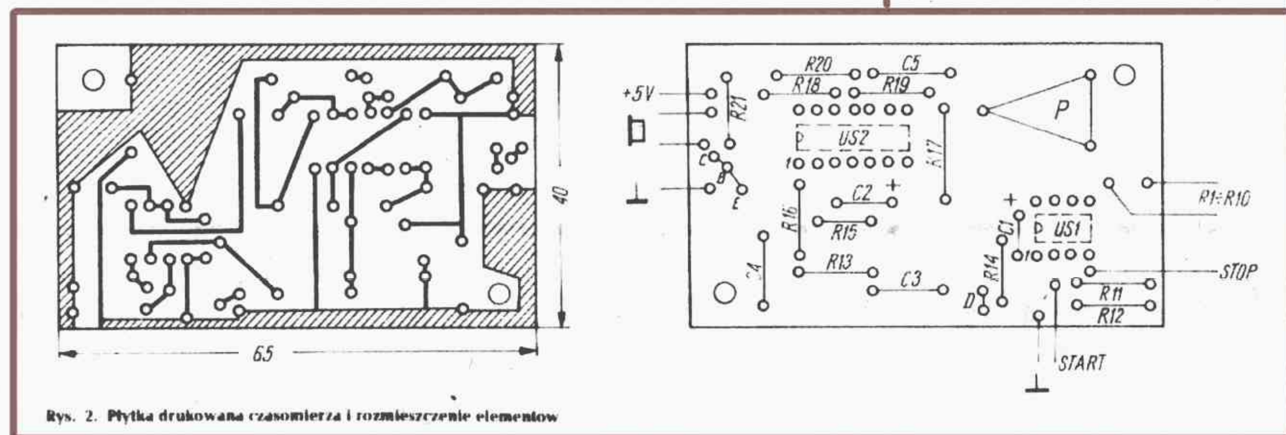
1 – masa, 2 – wyzwalanie, 3 – wyjście, 4 – zerowanie, 5 – wejście FM, 6 – wejście komparatora-blokowanie, 7 – układ rozładowujący, 8 – napięcie zasilania



Rys. 4. Schemat blokowy układu scalonego NE555

W chwili wciśnięcia przycisku „Start" dioda świecąca zapala się, zaś po czasie odmierzonym przez minutnik — gaśnie. Dioda ta gaśnie również po naciśnięciu przycisku „Stop". Zasilanie układu odbywa się ze źródła 5 V stabilizowanego, o wydajności 50 mA.

Rezystor regulowany służy do kalibrowania układu polegającego na takim ustawieniu suwaka rezystora, aby żądany czas odmierzania był spełniony.



Rys. 2. Płytka drukowana czasomierza i rozmieszczenie elementów

Opisany układ mogą skonstruować nawet średnio zaawansowani radioamatorzy.

Szkic płytki drukowanej przedstawiono na rys. 2. W układzie zastosowano obrotowy przełącznik 10-pozycyjny oraz dwa przełączniki Isostat niestabilne.

Układ scalony NE 555(SE555) jest produ-

Układ może być wyzwalany i kasowany falą prostokątną.

Charakteryzuje się wysoką wydajnością prądową i stabilnością termiczną. Można nim sterować układy TTL (przy napięciu zasilania 5 V).

Na rysunkach 3 i 4 przedstawiono układ

względu na jego przydatność w układach radioamatorskich i sprzęcie powszechnego użytku. Odmianą układu scalonego NE555 jest NE556 będący dwoma układami 555 w jednej obudowie układu scalonego. Dalszym rozwinięciem układu scalonego NE555 jest XR2240 — scalony układ czasowy z licznikiem.

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 9–10 (256–257) WRZESIEŃ–PAŹDZIERNIK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26 73 73

III PLENUM ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Miejscem obrad kolejnego, III Plenum Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców, które odbyło się 6 czerwca 1981 r., był Toruń. W ten sposób realizowane jest postanowienie I Plenum obecnej kadencji, aby kolejne posiedzenia plenarne obywać w różnych oddziałach, zaznajamiając się przy tym z dorobkiem i problemami miejscowych Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK.

W posiedzeniu uczestniczyli członkowie Zarządu Głównego, Głównej Komisji Rewizyjnej PZK, Głównego Sądu Koleżeńskiego, przedstawiciele ZOW PZK w Toruniu i zaproszeni goście, a wśród nich przedstawiciel Ligi Obrony Kraju SP5ZA.

Porządek dzienny obejmował m. in. informację przedstawiciela ZOW PZK w Toruniu o działalności Oddziału, wystąpienie prezesa PZK, przegląd działalności ZG PZK w okresie od II Plenum, dyskusję i zmiany w składzie prezydium ZG PZK.

W imieniu gospodarzy powitał zebranych prezes ZOW PZK w Toruniu płk Nowicki SP2NS i życzył owocnych obrad w duchu jedności ruchu krótkofalarskiego. Przy przyjęciu porządku obrad odbyła się dekoracja aktywistów PZK. Złotym Medalem Za Zasługi dla Obronności Kraju odznaczony został Bogusław Piasecki SP2ATF, a brązowymi odznakami „Za Zasługi dla Obrony Cywilnej" zostali odznaczeni koledzy Jerzy Chmielewski SP5LP, Bolesław Krzymin SP2ESH, Zbyszko Kupczyk SP5ZK, Jan Ladno SP5XM, Jerzy Miskiewicz SP8TK, Wojciech Nietyksza SP5FM, Bogusław Piasecki SP2ATF, Stanisław Sip SP5SIP oraz Stefan Wyporski SP5BFW.

W imieniu ZOW PZK w Toruniu, informację o działalności Oddziału przedstawił SP2ERH, a na pytania uczestników Plenum odpowiadał wiceprezes Oddziału SP2DEH. Z wygłoszonej informacji i z odpowiedzi na pytania wynika, że szczególnie dobrze układa się w Toruniu współpraca z ZHP.

W swoim wystąpieniu prezes PZK prof. dr inż. Andrzej Zieliński SP5LVV przedstawił zebranym problemy, które prezydium ZG PZK uważa obecnie za najważniejsze. Należą do nich: w dalszym ciągu nieuregulowane sprawy członkowstwa w PZK części członków radioklubów Ligi Obrony Kraju (nadawców i nasłuchowców), wyniki pracy Komisji Statutowej PZK, trudności finansowe i sprzętowe. Na zakończenie prezes PZK stwierdził: „Przygotowując się do Plenum przejrzeliśmy uchwałę Zjazdu Krajowego i możemy stwierdzić, że zajmowaliśmy się większością spraw, tyle że efektywność tego nie była zbyt duża".

Następnie zabierali głos kolejno wiceprezesi ZG PZK i skarbnik, którzy zdali sprawozdanie z pracy na swoich odcinkach. Wiceprezes d/s organizacyjnych dr inż. Jerzy Chmielewski SP5LP stwierdził m. in., że projekt nowelizacji statutu PZK rozesłany do Oddziałów i klubów specjalistycznych PZK spotkał się z szeregiem krytycznych uwag. W sprawie powołania klubu ROSA (Radiowej Ochotniczej Służby Amatorskiej) na podstawie koncepcji ZG PZK opracowane zostały przez Inspektorat Obrony Cywilnej zasady wykorzystania służby amatorskiej. W dniu 9 maja br. przeprowadzono test SQ-TEK, mający być w założeniu sprawdzianem niektórych koncepcji. W teście tym pracowały 44 sieci z 22 województw. Łącznie pracowało 285 stacji. Wyniki testu okazały się lepsze od przewidywanych.

W rozmowach z LOK nie uzgodniono dotychczas 2 kluczowych spraw: deklaracji członkowskiej PZK dla członków radioklubów LOK i warunków odblokowania wysyłki kart QSL.

SP5LP szerzej omówił sprawę „Biuletynu PZK", stawiając wniosek o utworzenie przy ZG PZK samodzielnej komórki wydawniczej pn. „Redakcja i Administracja Biuletynu PZK".

Przedstawiciel LOK SP5ZA stwierdził m. in., że w końcu 1980 r. Zarząd Główny LOK spotkał się z wieloma zarzutami z terenu, że nie potrafił dotychczas uzgodnić spornych spraw z PZK. Są głosy, że sam fakt zarejestrowania radioklubu LOK w PZK powinien już wystarczyć do nabycia przez jego członków takich samych praw wobec PZK, jakie mają członkowie klubów PZK. Jeśli chodzi o deklarację do PZK, to LOK stoi na stanowisku, że należy na zbiorowej deklaracji do radioklubu LOK dopisywać przyjęcie obowiązków wobec PZK.

Pełniący obowiązki wiceprezesa d/s sportowych SP3AUZ stwierdził, że pion sportowy ZG PZK opiera się głównie na działalności klubów specjalistycznych: SPDXC, PK UKF i PK ARL. Występują obecnie trudności we współpracy z PK UKF, ale zbliżający się wyborczy XXII Zjazd PK UKF zapewne zmieni układy personalne. Na zakończenie swojego wystąpienia SP3AUZ wnioskował powołanie Polskiego Klubu 160 metrów i zalecenie XXII Zjazdowi PK UKF dokonania zmian w regulaminie klubu.

Wiceprezes ZG PZK d/s technicznych SP5DZI poinformował, że w związku z otrzymaniem zezwolenia na pracę RTTY otrzymano z Ministerstwa Łączności 140 dalekopisów. Biuro ZG PZK zaczęło już otrzymywać zamówione rezonatory kwarcowe do radiotelefonów i premikserów. Zaczynają także nadchodzić filtry 9 MHz. Całe zamówienie na te filtry ma być zrealizowane w drugim półroczu br.

Skarbnik ZG PZK SP5BFW postawił wniosek o przyjęcie bilansu za rok 1980 i o przyjęcie planu finansowego na 1981 r. Przechodząc do omawiania pierwszych reakcji członków PZK na ustanowiony przez poprzednie posiedzenie plenarne Fundusz Rozwoju Krótkofalarstwa SP5BFW stwierdził, że nie wszystkie Oddziały potraktowały w jednakowy sposób tę inicjatywę. Szczególnie godna pochwały jest postawa ZOW PZK w Kaliszu. Dotychczas wpłynęło 6130 zł od 21 osób.

Krótkie sprawozdanie z działalności Komisji d/s współpracy międzynarodowej złożył SP5FM. W ostatnim okresie najważniejszym zadaniem tej komisji było przygotowanie delegacji PZK na Konferencję I Regionu IARU w Brighton. Dzięki dużym staraniom, na konferencję wyjechała czteroosobowa delegacja, której członkowie brali aktywny udział w pracach konferencji. Pozycje przedstawicieli PZK w instancjach i komisjach I Regionu IARU zostały utrzymane.

W dyskusji, jaka wywiązała się po sprawozdaniach, rozwijano poszczególne tematy, poruszone przez członków Prezydium ZG PZK. Wnioski sprawozdawców i dyskutantów znalazły swoje odbicie w uchwale Plenum, przyjętej na zakończenie obrad.

Pełny tekst uchwały podajemy na str. 202

W związku z powołaniem na odpowiedzialną funkcję związkową kol. Jan Ladno SP5XM złożył rezygnację z funkcji wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych i członka Prezydium. Plenum przyjęło rezygnację i wyraziło podziękowanie kol. SP5XM za dotychczasową pracę w prezydium. Funkcję wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych powierzono kol. Juliuszowi Schmidtowi SP3AUZ, pełniącemu faktycznie te obowiązki już od 3 miesięcy. Kol. SP3AUZ będzie pełnić dodatkowo poprzednią swoją funkcję KF managera do następnego posiedzenia plenarnego.

Rezygnację z pełnienia funkcji wiceprezesa ZG PZK d/s technicznych złożył kol. Zbigniew Krawczyk SP5DZI. Do czasu następnego posiedzenia plenarnego powierzono pełnienie tej funkcji kol. Jerzemu Niewadzie SP7HF.

Następne posiedzenie plenarne ZG PZK odbędzie się prawdopodobnie w Lublinie.

SP5QU

UCHWAŁA

III PLENUM ZARZĄDU GŁÓWNEGO POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW, obradującego w dniu 6 czerwca 1981 r. w Toruniu

Plenum, po wysłuchaniu informacji prezesa PZK i członków prezydium ZG PZK o działalności związku w okresie od poprzedniego posiedzenia plenarnego oraz po wysłuchaniu zamierzeń na najbliższy okres i wypowiedzi w dyskusji, postanawia:

1. Realizując postulaty grupy członków zainteresowanych pasmem 160 m oraz uchwałę II Plenum zatwierdza się regulamin „Polskiego Klubu 160 metrów PZK". Jednocześnie upoważnia się tymczasowy zarząd tego klubu, powołany w dniach 1 2.03.1980 r. w Kielcach do rozpoczęcia działalności organizacyjnej.

2. Zaleca się XXII Zjazdowi PK UKF PZK dokonanie zmian w regulaminie klubu w paragrafach 7 i 10 w celu doprowadzenia zawartych tam postanowień do zgodności ze statutem PZK.

3. Przyjmuje się do akceptującej wiadomości przeprowadzone zawody UKF „1000 lat Kłodzka" jako zawody okolicznościowe klasy międzynarodowej, zgodnie z zasadami współzawodnictwa sportowego pkt. 3.

4. Na najbliższym posiedzeniu Prezydium ZG PZK należy podjąć decyzje w sprawie usprawnienia pracy Klubu Szybkiej Telegrafii.

5. Plenum prosi Komisję Statutową o kontynuowanie prac w konsultacji z ogółem członków PZK. Informacji o postępach prac Plenum wysłucha na swoich następnych posiedzeniach.

6. Plenum upoważnia prezydium do kontynuowania rozmów z ZG LOK w celu uregulowania spraw spornych, związanych z działalnością statutową PZK. Jednocześnie zebrani oświadczają, że pomiędzy członkami klubów PZK, a członkami klubów LOK, którzy podpisali deklaracje do PZK, nie powinno być żadnych różnic w prawach i obowiązkach, a także nie są znane fakty jakiejkolwiek dyskryminacji.

7. Plenum zobowiązuje prezydium ZG PZK do okresowych spotkań z prezesami zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK.

8. Pozostawia się inicjatywę Zarządom Oddziałów Wojewódzkich PZK w zakresie podnoszenia wysokości składek członkowskich oraz propagowania wpłat na Fundusz Rozwoju Krótkofalarstwa.

9. W oparciu o § 31 i 32 Regulaminu Organizacyjnego ZG PZK Plenum zobowiązuje wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych do powołania Komisji Sportowej i przedstawienia propozycji odnośnie jej składu i zakresu działania na posiedzeniu prezydium do lipca 1981 r. w celu zatwierdzenia.

10. Plenum przyjmuje rezygnację kol. Jana Ładno SP5XM z funkcji wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych i członka prezydium ze względu na pełnienie przez niego odpowiedzialnej funkcji związkowej oraz rezygnację kol. Zbigniewa Krawczyka SP5DZI z funkcji wiceprezesa ZG PZK d/s technicznych i członka prezydium. Funkcję wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych powierzono kol. Juliuszowi Schmidtowi SP3AUZ, przy czym pełnić on będzie jednocześnie funkcję KF managera do najbliższego posiedzenia plenarnego. Prowadzenie spraw związanych z funkcją wiceprezesa ZG PZK d/s technicznych Plenum powierza do czasu następnego posiedzenia plenarnego kol. Jerzemu Niewadzie SP7HF.

11. Plenum powołuje wydawniczą komórkę wydawniczą pn. „Redakcja i Administracja Biuletynu PZK", która przejmie wydawanie „Biuletynu PZK" od Warszawskiego Klubu Krótkofalowców. Komórka ta przejmie przed 1.07.1981 r. wszelkie dokumenty finansowe, wszelkie materiały wydawnicze i środki finansowe, związane z wydawaniem pisma w bieżącym roku wydawniczym. Środki finansowe muszą być przekazane przez WKK na konto PKO, które zostanie otwarte dla nowo powołanej komórki wydawniczej.

12. Plenum powierza kierowanie komórką wydawniczą kol. Wiktorowi Chojnackiemu SP5QU, który jednocześnie będzie pełnić funkcję redaktora naczelnego „Biuletynu PZK". Opracuje on i przedstawi do zatwierdzenia prezydium ZG PZK regulamin komórki w miesiącu lipcu 1981 r. Regulamin ten będzie oparty na niżej wymienionych podstawowych zasadach:

- działalność komórki będzie kontrolować dyrektor Biura ZG PZK,
- gospodarka finansowa będzie kontrolowana przez skarbnika ZG PZK i pion finansowy Biura ZG PZK,
- ewentualne dochody finansowe z działalności komórki będą w całości przekazywane na konto ZG PZK.

13. Plenum składa podziękowanie Zarządowi Warszawskiego Klubu Krótkofalowców i dotychczasowemu zespołowi redakcyjno-administracyjnemu „Biuletynu PZK" za dotychczasową działalność wydawniczą.

14. Plenum zatwierdza przedłożony przez skarbnika ZG PZK kol. SP5BFW bilans za 1980 r. oraz plan dochodów i kosztów na 1981 r.

15. Plenum zobowiązuje prezydium ZG PZK do niezwłocznego wyjaśnienia wszystkich okoliczności związanych z zakupem przez WKK urządzeń z dotacji dewizowej na Mistrzostwa Świata ARL, a także do zagospodarowania tych urządzeń zgodnie z potrzebami PZK.

16. Plenum zobowiązuje Biuro ZG PZK do informowania członków Plenum o zamierzonych posiedzeniach prezydium ZG PZK.

17. Plenum składa podziękowanie delegacji PZK na Konferencję I Regionu IARU za aktywny udział w Konferencji.

18. Plenum wyraża podziękowanie gospodarzowi posiedzenia ZOW PZK w Toruniu, za dobre przygotowanie i obsługę posiedzenia.

XXII ZJAZD POLSKIEGO KLUBU UKF PZK

Już dwudziesty drugi raz entuzjaści fal ultrakrótkich spotkali się na swoim dorocznym zjeździe, tym razem w Kłodzku (SP6 – IK44g).

Program zjazdu przewidywał pierwsze imprezy już w czwartek świątecznym 18 czerwca. Każdy z uczestników otrzymał plakietkę okolicznościową ze swoim znakiem wywoławczym, proporczyk zjazdowy i powielone materiały techniczne, będące wyborem ciekawych schematów urządzeń UKF, zaczerpniętych z trudno dostępnych czasopism zagranicznych lub oryginalnych, rodzimych opracowań (np. schemat ideowy i rysunki montażowe transceivera UKF opracowanego przez SP5APV).

Pierwszy dzień przeznaczony był na imprezy towarzyszące głównemu zadaniu zjazdu, jakim był wybór nowych władz Polskiego Klubu UKF, a więc na giełdę i na pogadanki techniczne. Znaczący udział w giełdzie miał dział zaopatrzenia biura ZG PZK, który dostarczył do rozprowadzenia kilkadziesiąt map QTH lokatora Polski, kilkaset rezonatorów kwarcowych na różne częstotliwości, a także różne złącza współosiowe i półprzewodniki.

Pierwszą pogadankę techniczną wygłosił SP3CAI uzupełniony przez SP3CMX, na temat pracy RTTY – nowym dla nas rodzajem emisji. Podczas tej pogadanki demonstrowane były urządzenia kontrolno-pomiarowe wykonane przez SP3CAI. Należy tu wspomnieć, że kol. SP3CAI nawiązał pierwszą w Polsce łączność RTTY na radiostacji indywidualnej w dniu 23 grudnia 1980 r. o godzinie 0.13.

Następną pogadankę, o konstrukcji stopni wejściowych odbiorników UKF odpornych na duże sygnały, wygłosił SP4ERZ. Była to ostatnia część z cyklu, który był kontynuowany na dwóch poprzednich zjazdach PK UKF. Ostatnie dwa tematy: o przebiegu ostatniej konferencji I Regionu IARU i o wąskopasmowych urządzeniach radiokomunikacyjnych na pasmo 10 GHz, wygłosił SP5JC.

Do przekazywania schematów i ilustracji podczas wszystkich pogadanek używana była po raz pierwszy telewizja przemysłowa, przywieziona przez SP3CAI.

Piątek 19 czerwca był drugim dniem zjazdu, poświęconym głównie sprawom organizacyjnym.

Oficjalne otwarcie zjazdu odbyło się o godz. 10 w sali konferencyjnej Urzędu Miasta. Podczas pierwszej części obrad obecni byli: naczelnik miasta i sekretarz komitetu miejskiego NOT. Należy wspomnieć, że inicjatorem zorganizowania XXII Zjazdu PK UKF w Kłodzku był właśnie naczelnik miasta.

Po powołaniu prezydium zjazdu, w którym zasiedli wspomniani przedstawiciele władz miejskich, wiceprezes ZG PZK SP3AUZ, ustępujący prezes PK UKF SP6LB oraz prezes ZOW PZK SP6AQA, odbyło się ogłoszenie wyników tegorocznych zawodów UKF, zorganizowanych z okazji 1000-lecia Kłodzka i V Dni Techniki, a także wręczenie nagród zwycięzcom. Największą ilość nagród zebrali SP3TL i SP6BTI. Krótkie, ale treściwe przemówienia osób zasiadających za stołem prezydialnym zakończyły tę część obrad.

Część roboczą obrad prowadził SP5JC. Po wybraniu komisji zjazdowych, członkowie ustępującego zarządu PK UKF złożyli sprawozdania ze swojej pracy. Następnie rozpoczęła się dyskusja. Poruszano w niej większość spraw nurtujących UKF-owców, począwszy od spraw regulaminowych, aż do trudności sprzętowych. Szczególnie podkreślano konieczność intensyfikacji starań o uzyskanie możliwości pracy „portable" i „mobile", co pozwoliłoby nie tylko poprawić wyniki sportowe polskich stacji UKF, ale także skuteczniej włączyć się do współdziałania z Obroną Cywilną w ramach klubu ROSA (Radiowej Ochotniczej Służby Amatorskiej). Wnioski zgłaszane przez dyskutantów znalazły swoje odbicie w uchwale zjazdu, przyjętej na zakończenie obrad.

W wyborach nowych władz PK UKF uczestniczyło 52 członków uprawnionych do głosowania. W tajnym głosowaniu wybrano nowy zarząd w składzie: prezes SP6ARE, sekretarz SP6GWB, manager sportowy SP6AQA, manager techniczny SP6APV i gospodarz SP6GWN. Wybrano

także komisję rewizyjną: SP9FG (przewodniczący), SP1JX i SP1CNV. Dalszego rozliczania zawodów podjął się SP6XA, nie wchodzący w skład zarządu.

Przyjęcie uchwały i krótkie przemówienie nowego prezesa PK UKF zakończyły obrady. Tego dnia jeszcze uczestnicy zjazdu obejrzeli film, wyświetlony przez SP6LB, a zawierający migawki z kilku poprzednich zjazdów i szeregu innych imprez krótkofalarskich.

W ostatnim dniu zjazdu, tj. w sobotę, zorganizowano zwiedzanie ciekawszych obiektów Kłodzka: twierdzy i trasy podziemnej.

W odczuciu wszystkich chyba uczestników był to naprawdę udany zjazd, co jest niemałą zasługą organizatorów (SP0O45WB, SP6GWN, SP6GWB, SP6BTV i SP6CIY); szkoda tylko, że z niektórych okręgów SP przyjechało niewielu UKF-owców (np. z SP2, SP5 i SP9). Być może zadecydowało tu położenie miejsca zjazdu, odległe od centrum kraju. Sugerowano, aby następny zjazd zorganizować w którymś z województw centralnych: może przyczyni się to do większej frekwencji.

SP5QU

KRÓTKOFALOWCY W SŁUŻBIE SPOŁECZEŃSTWA

Światowa Administracyjna Konferencja Radiowa (WARC) obradująca w 1979 r. w Genewie uchwaliła bardzo istotny dla służby amatorskiej dokument zwany „rezolucją BN", a dotyczący międzynarodowego wykorzystania łączności radiowej w pasmach przyznanych służbie amatorskiej w przypadku klęsk żywiołowych.

Uwzględniając że:

a) w sytuacji klęsk żywiołowych publiczne systemy łączności są często przeciążone, uszkodzone bądź całkowicie unieruchomione,

b) szybkie uruchomienie łączności stanowi podstawę dla uruchomienia ogólnoświatowej akcji pomocy,

c) pasma amatorskie nie są ograniczone postanowieniami międzynarodowymi czy procedurą ratyfikacyjną, a więc mogą być z pożytkiem użyte niezwłocznie w razie zagrożenia,

d) międzynarodowa łączność w przypadku klęsk żywiołowych może być usprawniona przez czasowe wykorzystanie niektórych pasm częstotliwości przyznanych służbie amatorskiej,

e) w powyższych okolicznościach stacje amatorskie, z uwagi na ich szerokie rozpowszechnienie i udowodnioną przydatność w takich przypadkach, mogą uczestniczyć w realizacji podstawowych zadań telekomunikacyjnych,

f) istnieją krajowe i regionalne amatorskie sieci łączności doraźnej wykorzystujące częstotliwości w ramach pasm przyznanych służbie amatorskiej,

g) w przypadku klęski żywiołowej bezpośrednia łączność pomiędzy stacjami amatorskimi i innymi stacjami może zapewnić żywotny kontakt, utrzymywany do czasu przywrócenia normalnej łączności,

i uznając że

usprawnienia i odpowiedzialność za łączność w przypadku klęski żywiołowej pozostają w rękach zainteresowanej administracji

postanawia:

1. Pasma przyznane służbom amatorskim, wymienione w dokumencie 3499A mogą być wykorzystane przez administracje dla uruchomienia międzynarodowej łączności w przypadku zagrożenia.

2. Powyższe wykorzystanie tych pasm może mieć miejsce tylko dla łączności w akcji niesienia pomocy w przypadkach klęsk żywiołowych.

3. Wykorzystanie określonych pasm przyznanych służbie amatorskiej przez stacje nieamatorskie dla łączności w przypadku klęsk powinno być ograniczone do czasu zagrożenia i do rejonów geograficznych określonych przez kompetentne władze dotkniętego kraju.

4. Łączność ratunkowa może być ustanowiona wewnątrz dotkniętego obszaru i między tym obszarem a kwaterą główną organizacji kierującej akcją pomocy.

5. Łączność taka może być utrzymywana tylko za zgodą administracji kraju, w którym nastąpiła klęska.

6. Pomocnicza łączność uruchomiona poza granicami kraju, w którym nastąpiła klęska, nie może zastępować krajowych lub międzynarodowych amatorskich sieci łączności doraźnej.

7. Jest pożądana ścisła współpraca między stacjami amatorskimi a stacjami innych służb, które uznają za konieczne wykorzystanie częstotliwości amatorskich dla akcji ratunkowej.

8. Powyższa międzynarodowa łączność ratunkowa powinna unikać, tak dalece jak jest to możliwe, powodowania interferencji dla sieci amatorskich,

zwraca się do administracji o:

1. Przedsięwzięcie kroków umożliwiających uruchomienie międzynarodowej łączności w przypadkach katastrof i klęsk żywiołowych.

2. Uwzględnienie potrzeb amatorskiej łączności doraźnej w swych przepisach wewnątrzkrajowych."

Praktyczna realizacja rezolucji BN była przedmiotem szczegółowych rozważań i decyzji tegorocznej konferencji I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej w Brighton. Pracująca w czasie konferencji Grupa Robocza do spraw amatorskiej łączności doraźnej opracowała poniższe zalecenia, przyjęte jednogłośnie na końcowej sesji plenarnej:

1. Sieci amatorskiej łączności doraźnej powinny być utworzone w krajach, w których takie sieci dotychczas nie istnieją, a które życzą sobie ich utworzenia.

2. Konferencja prosi stowarzyszenia członkowskie I Regionu, aby zwróciły się do swych administracji o zgodę na wykorzystywanie częstotliwości amatorskich w przypadku wewnętrznych i międzynarodowych akcji niesienia pomocy, stosownie do rezolucji BN.

3. Należy przyjąć we wszystkich krajach wspólną procedurę prowadzenia łączności doraźnej, w miarę możliwości opartą o regulamin sieci brytyjskiej RAYNET.

4. Wymagany jest ujednolicony program przeszkolenia operatorów w przekazywaniu meldunków.

5. Konferencja nie nalega na wprowadzenie stałych częstotliwości dla sieci doraźnych w pasmach KF, jednakże należy ustalić i używać słowo kodowe lub odpowiedni symbol kodu Q dla zaznaczenia łączności doraźnej.

W celu zorientowania polskich krótkofalowców w specyfice sieci RAYNET, zaleconej przez I Region IARU jako wzorcowej, przedstawiamy poniżej jej zasady i propozycje, udostępnione na konferencji w Brighton.

Sieć łączności doraźnej krótkofalowców – RAYNET

Cel: zapewnienie łączności radiowej w sytuacjach zagrożenia i katastrof.

Szczególna przydatność krótkowalowców

Krótkofalowcy dysponują szczególnymi umiejętnościami, które mogą być wykorzystane w służbie społeczeństwa, na polu łączności radiowej. Łącznościowcy-profesjonaliści twierdzą zawsze, że dysponują wystarczającymi środkami na wypadek każdego zagrożenia – nie nadawaliby się oni do służby publicznej, gdyby tak nie twierdzili. Wielokrotnie jednak, w okolicznościach katastrof i zagrożeń, podejście takie okazało się nierealne. Analiza większych akcji doraźnych wykazała częste braki w sprzęcie, obsłudze, poziomie wyszkolenia. Stan taki potwierdzają niektórzy funkcjonariusze państwowi, zwracający uwagę na nieproporcjonalnie niskie efekty w stosunku do znacznych sum wydatkowanych na łączność profesjonalną z środków publicznych.

Profesjonalny radiooperator to najczęściej policjant, strażak, kierowca karetki pogotowia. Łącznościowiec tego rodzaju jest przede wszystkim funkcjonariuszem swej służby, a dopiero wtórnie radiooperatorem. Prowadzi on łączność przez naciskanie przycisku w radiotelefonie, o którym ma znikome lub żadne wiadomości techniczne. Jego przeszkolenie koncentruje się na wymaganiach jego podstawowego zawodu.

Inne osoby obsługujące sprzęt radiokomunikacyjny, jak kierowcy taksówek, kierowcy pomocy drogowej, kierowcy autobusów itp. są w stanie nawiązać łączność, jeśli ich sprzęt jest sprawny, lecz bez odpowiedniego przeszkolenia są mało przydatni w przypadku większych zagrożeń, wymagających udziału specjalistów-łącznościowców. Mogą oni być niewiele więcej przydatni od nieprzeszkolonych przypadkowych obywateli, którym wręczono sprzęt i poproszono o pomoc.

Wyższość krótkofalowców w sytuacjach większych zagrożeń polega na tym, że są oni wyposażeni w odpowiedni sprzęt łączności zakupiony za własne środki, utrzymują go w stanie ciągłej gotowości, wiedzą jak go wykorzystać w najskuteczniejszy sposób. Dzięki ciągłemu używaniu swej aparatury znają oni dobrze specyfikę łączności ruchomej, szczególnie we własnej okolicy – co może się okazać nieocenione w razie zagrożenia. Wyższość łączności amatorskiej była w sposób przekonywujący wielokrotnie demonstrowana podczas szeregu akcji doraźnych na terenie Zjednoczonego Królestwa.

Historia sieci RAYNET

Ciężkie powodzie, które dotknęły wschodnie wybrzeże Anglii w 1953 r. unieruchomiły łączność publiczną łącznie z nadbrzeżnymi urządzeniami radiowymi. Krótkofalowcy ryzykując utratę licencji, nawiązywali łączność ze znajdującymi się w niebezpieczeństwie statkami i przekazywali podstawowe dla akcji ratowniczej wiadomości. Zapewniono też łączność z odciętymi przez powódź miejscowościami. Wkrótce Brytyjski Związek Krótkofalowców (RSGB) zwrócił się do Ministerstwa Łączności (GPO) w imieniu krótkofalowców pragnącychu brać udział w akcjach doraźnych i w rezultacie Ministerstwo zmieniło przepisy licencyjne, sankcjonując udział krótkofalowców w takich akcjach. Później, Ministerstwo Łączności przekazało uprawnienia licencyjne Ministerstwu Spraw Wewnętrznych (Home Office), a przywileje krótkofalowców w akcjach doraźnych lub ćwiczeniach obrony cywilnej zostały rozszerzone na organizację łączności w imieniu i na użytek czterech służb i organizacji: Brytyjskiego Czerwonego Krzyża, Inspektoratu Obrony Cywilnej wraz z lokalnymi placówkami OC, policji i Brygady Ambulansowej im. Św. Jana.

W akcjach ratowania życia ludzkiego jest dozwolona praca ruchoma z jednostek pływających z odległości do dwóch mil od brzegu. Zezwolenia na retransmisję na pasmach amatorskich radiogramów innych służb są wydawane indywidualnie na czas ćwiczeń i zachowują ważność w czasie akcji ratowania życia. Akcje ratowania życia i inne zagrożenia obejmowały na przestrzeni ubiegłych lat pożary lasów, katastrofy lotnicze, skażenia wybrzeża (ropą naftową i substancajami trującymi), powodzie, współpracę ze służbą zdrowia, a także doraźne organizowanie i utrzymywanie łączności w razie uszkodzenia publicznej sieci telefonicznej. Ten wykaz można by jeszcze rozszerzyć. Członkami sieci RAYNET jest 3600 krótkofalowców brytyjskich, zrzeszonych w ponad 150 zespołach lokalnych.

Wymagania przy tworzeniu sieci

Przy tworzeniu skutecznego międzynarodowego systemu łączności doraźnej trzeba zwrócić uwagę na następujące czynniki:

● **Przydział częstotliwości.** Dla akcji łączności doraźnej i ćwiczeń powinny być ustalone określone częstotliwości pracy („kanały alarmowe"). W Wielkiej Brytanii są stosowane częstotliwości w pasmach 70, 144 i 430 MHz; w razie potrzeby używa się innych częstotliwości w pasmach KF i UKF. Podstawowa łączność stacji ruchomych odbywa się w pasmach UKF emisją FM; czynione są również próby wykorzystania w sieci doraźnej emisji RTTY i amatorskich komputerów do przekazywania, przetwarzania i magazynowania danych.

● **Organizacja.** Jest pożądane, aby amatorski system łączności doraźnej był niezależny od innych organizacji i instytucji. Jego regulamin powinien opierać się na bezinteresownej współpracy krótkofalowców z innymi służbami obrony cywilnej. Niezależny system amatorski funkcjonuje lepiej, niż system przypisany do innych organizacji, co zawsze zawiera ryzyko konfliktu. Dla przykładu, w W. Brytanii członkowie sieci RAYNET nie muszą należeć do żadnej z czterech organizacji korzystających z sieci, choć prowadzą łączność na rzecz tych organizacji. Sieć amatorska powinna mieć swobodę w kierowaniu swymi sprawami, finansami itp., jak również swobodę w wyborze swego kierownictwa.

Sieć RAYNET jest oparta na zespołach lokalnych, utworzonych przez zainteresowanych krótkofalowców; dane dotyczące wszystkich członków i zespołów zawarte są w rejestrze ogólnokrajowym. Na swe życzenie, dwa lub więcej zespołów może utworzyć organizację regionalną lub wojewódzką.

Rejestracja członków sieci RAYNET, zatwierdzanie wybieranych co rok lokalnych członków sieci, ogólne kierownictwo, koordynacja działalności zespołów lokalnych, propaganda i kontakty zewnętrzne, szkolenie itp. leżą w gestii Komitetu RAYNET RSGB. Komitet wydaje odpowiednie regulaminy pod wspólnym tytułem „Podręcznik RAYNET".

Związek Krótkofalowców (RSGB) sprawuje pieczę nad siecią RAYNET. Związek mianuje Managera Łączności Doraźnej, wchodzącego z urzędu w skład Komitetu RAYNET. Manager działa jako łącznik między RAYNET a Związkiem, Ministerstwem Spraw Wewnętrznych i innymi organizacjami. Komitet RAYNET wybiera co rok swego przewodniczącego, zatwierdza też krótkofalowców na poniższe funkcje w sieci: organizatora, kontrolera zespołu, kontrolera regionu, kontrolera wojewódzkiego oraz kontrolera sektora. Członkami sieci mogą być zarówno krótkofalowcy, jak i niekrótkofalowcy. Dowodem członkostwa jest aktualna (z datą ważności) karta identyfikacyjna. Karta identyfikacyjna jest wydawana na okres roku bezpłatnie (z wyjątkiem kosztu jej laminowania). Uznano za konieczne, aby karta była laminowana, zabezpiecza to przed uszkodzeniem lub próbami fałszowania. Karta zawiera: datę ważności, zakodowany symbol identyfikacji, fotografię, imię, nazwisko i znak posiadacza oraz numer kolejny. Te wszystkie szczegóły są niezbędne, aby karta była uznawana przez odpowiedzialne za bezpieczeństwo władze policyjne i wojskowe. Członkostwo jest zamknięte dla osób, które przez Komitet RAYNET zostały uznane za nieodpowiednie.

Członkowie RAYNET są objęci na czas akcji doraźnych ubezpieczeniem od odpowiedzialności cywilnej i nieszczęśliwych wypadków, opłacanych przez RSGB. Uznano takie ubezpieczenie za niezbędne, a wszyscy członkowie sieci są zaznajomieni z jego warunkami. Za istotny element sieci RAYNET uznano ciągłą współpracę z oficjalnymi władzami i czterema wymienionymi w licencji amatorskiej służbami obrony cywilnej, korzystającymi z sieci. Istotna jest też propaganda w lokalnych i centralnych środkach przekazu: gazetach, periodykach, radiu, telewizji. Przybliża to opinii publicznej przydatność krótkofalowców i ich służbę dla społeczeństwa. Sieć RAYNET urządza publiczne pokazy łączności dla udowodnienia możliwości tkwiących w służbie amatorskiej; takie pokazy przyczyniają się też do pozyskania nowych członków.



Członkowie sieci RAYNET noszą znaczek, wyróżniający ich spośród ogółu krótkofalowców. Wzór tej odznaki (obok) może być wykorzystany przy projektowaniu krajowych odznak amatorskich sieci łączności doraźnej. Odznaka ma czarne litery na żółtym tle.

W świetle przytoczonych zaleceń Konferencji I Regionu IARU i informacji o brytyjskiej sieci RAYNET, będzie interesującym porównać je z założeniami proponowanego przez PZK systemu ROSA. Jedno wydaje się być pewne: amatorska sieć łączności doraźnej, oparta niemal wyłącznie na stacjach ruchomych, nie ma żadnych szans powodzenia w kraju, w którym krótkofalowcom nie zezwala się na pracę „mobile" i „portable".

SP5HS

WIADOMOŚCI DX

● W końcu maja, przez 5 dni była czynna stacja XZ5A podająca jako QTH miasto Moulmein na wschód od Rangunu w Birmie. Wzbudziło to zrozumiałą sensację na pasmach, Birma bowiem od lat znajduje się na początku listy najtrudniej osiągalnych krajów do DXCC. Tylko starsi stażem operatorzy pamiętają czynnego do połowy lat sześćdziesiątych XZ2TH; od tego czasu nie wydano w Birmie żadnych zezwoleń amatorskich. Zaskoczenie odezwaniem się stacji z tego kraju było tym większe, że fakt ten nie był poprzedzony żadną informacją. Była to wyprawa dwóch krótkofalowców japońskich. Jednym z nich był znany z pracy z Nepalu JA8BMK, który był także QSL managerem ekspedycji. Nawiązanie łączności z XZ5A było bardzo trudne, głównie z powodu ilości wołających stacji. Operator wyszukiwał korespondentów, np. w paśmie 21 MHz o szerokości aż 100 kHz! Decydował więc przysłowiowy łut szczęścia, tym bardziej, że stacja pracowała tylko kilka godzin na dobę z niezbyt silnym sygnałem. Do tego dochodziła jeszcze dezorientacja dużej części nadawców, były bowiem rozpowszechniane wieści, że jest to stacja „piracka" i nadaje ze statku stojącego w porcie birmańskim. W tydzień po zakończeniu 5-dniowej wyprawy japońskiej do Birmy, znak XZ5A ponownie pojawił się w „eterze". Tym razem operatorem był Birmańczyk o imieniu Samplo. Z Japonii nadeszła wiadomość, że on właśnie jest właścicielem znaku i posiada dokument świadczący o legalności jego stacji. Wizyta dwóch operatorów japońskich miała na celu zapoznanie go z zasadami pracy w „eterze" i zaopatrzenie w sprzęt. Początkowo, w czerwcu Samplo był prowadzony „za rękę" przez doświadczonych operatorów z Europy i USA, którzy przygotowywali dla niego listy. Jest to bowiem, jak wspomnieliśmy, pierwsza stacja z Birmy od 16 lat i chętnych do nawiązania z nią łączności można liczyć na dziesiątki tysięcy. W Birmie jest już także wydana licencja na stację klubową XZ5B, której działalność przyczyni się do wyszkolenia nowych nadawców, a tym samym do odnowienia sportu krótkofalarskiego w tym kraju.

● Na początku czerwca br. pracowała wyprawa dx-owa z jednego z „najtrudniejszych" krajow na Pacyfiku, archipelagu Tokelau (ZM7). Tym razem ekspedycja była na długo przedtem zapowiedziana, a jej uczestnikami byli trzej znani dx-mani: Jim VK9NS, ktory używał znaku ZM7JS, VK2BJL, ktory nadawał jako ZM7ZR i VK2BKD, ktory nadawał jako ZM7KD. Pracowali oni niezależnie od siebie na trzech oddzielnych stacjach, a niejednokrotnie byli słyszani na trzech pasmach jednocześnie. Okres ich pracy przypadł niestety na złe warunki propagacyjne na ten rejon w paśmie 14 MHz, nie było natomiast trudno o QSO na 21 MHz, co wykorzystało wiele stacji polskich. Aktywność ekspedycji trwała aż 12 dni i niewątpliwie była to największa wyprawa jaka kiedykolwiek pracowała z Tokelau.

● Jedną z największych ekspedycji w historii krotkofalarstwa była czynna w tym samym czasie wyprawa na wyspę Desecheo położoną przy brzegach Puerto Rico w odległości zaledwie 2,5 godzin drogi motorowką. Status oddzielnego kraju na liście DXCC, na ktorej Desecheo znalazła się kilka lat temu, uzyskała ona na podstawie faktu, że administracyjnie nie należy do Puerto Rico, a jako rezerwat przyrody jest zarządzana przez odpowiednią instytucję, podległą bezpośrednio rządowi federalnemu USA. Wobec tego liczy się odległość od brzegow Stanow Zjednoczonych, ktora jest na tyle duża, że spełnia określone przez DXCC warunki. Dotąd z Desecheo pracowała tylko jedna uznawana stacja amatorska (była to wyprawa KP4AM/D), ograniczona do tego restrykcjami nałożonymi przez zarząd wyspy. Nie wolno było np. pracować w nocy, aby głośna praca agregatu prądotworczego nie niepokoiła ptactwa zamieszkującego wyspę. Stąd też i liczba przeprowadzonych wowczas łączności była ograniczona i tym bardziej czerwcowa wyprawa KP2A/D cieszyła się dużym powodzeniem. Powodzenie zwiększał jeszcze fakt, iż ze względu na ochronę przyrody zezwolenia na pracę z Desecheo będą wydawane raz na kilka lat. W wyprawie wzięło udział 15 operatorow, w tym kilku znanych dx-manow, m. in. KP2A, WB8ZJW, K8CW. Używali oni trzech niezależnych nadajnikow pracując w pasmach od 160 do 6 metrow. Praca trwała przez tydzień niemal bez przerwy — 24 godziny na dobę. Ekspedycja była zorganizowana przez International DX Foundation, ktorej założycielem jest właśnie KP2A i postawiła sobie za cel pobicie rekordu w ilości łączności przeprowadzonych przez wyprawę dx-ową pracującą z jednego kraju. Rekord ten należy do pamiętnej ekspedycji jordańskiej 8Z4A do strefy neutralnej Irak — Arabia Saudyjska. Czy zamiar ten powiodł się, dowiemy się wkrotce.

● W cieniu tych trzech ekspedycji w okresie maja i czerwca br. pracowało kilka innych, z częściej słyszanych krajow. San Marino mocno uaktywniał przez tydzień F6CXJ pracujący pod znakiem M1I-PA. Z Andorry był czynny w stylu ekspedycji C31VK. Na Dodekanezie pracowała wyprawa trzech operatorow greckich SV1JG, SV1IW i SVØBV. HC5KA był ponownie na Galapagos używając znaku HC8KA (za QSL prosi koniecznie 3 IRC!). VK9CCT VK9Y nadawał przez 2 dni z Cocos-Keeling pod swoim nowym znakiem VK9YA. 28 czerwca zakończył swoj pobyt na Willis Island VK9ZD. UK1PGO ponownie rozpoczęła aktywną pracę z Ziemi Franciszka Jozefa. Nowy operator Sasza prosi o karty via UK3SAB. Z South Orkney były czynne LU1ZA i VP8ZR. Ze stacji meteo na Rodriguez Island często był słyszany 3B8AE/3B9.

● Z nieobecnego ostatnio na pasmach amatorskich Bangladeszu miał być czynny w pierwszych dniach czerwca HS1AMB. Jest to obecny znak dawniej często słyszanego z Dakki S2BTF. Niestety, wypadki polityczne w tym kraju uniemożliwiły realizację jego planow. Następną wizytę w S2 Peter złożył w drugiej połowie listopada.

● Dużo obiecywaliśmy sobie po aktywności HFØPOL z polskiej bazy na King George. Tymczasem jak się dowiadujemy wysłany transceiver FT 200 stoi nie rozpakowany w skrzyni, operator przeszkolony w WKK nie dostał ostatecznie przed swoim wyjazdem zezwolenia z PIR. HFØPOL „chodzi" wprawdzie ale rzadko i wyłącznie na jednej częstotliwości (kwarc) 7001 kHz na cw. Tracimy szansę popularyzacji w świecie polskiego krotkofalarstwa i nie tylko. Czy tak musi być?

● Na Ziemi Franciszka Jozefa pracowała przez cały maj kobieca wyprawa pod znakiem YL1P (op. yl Natasza) i EK1P (op. yl Rita). Ze względu na atrakcyjny kraj, niecodzienne prefiksy a przede wszystkim na skład operatorski, wyprawa cieszyła się dużym powodzeniem.

● Niebezpieczną przygodę na Pacyfiku miał znany z wielu łączności ze stacjami SP Stanisław SP5RR mm, płynący na jachcie dookoła świata wraz z żoną i dwojgiem dzieci. Kierując się od kanału Panamskiego na Tahiti natknął się koło Cocos Island (TI9) na stado wielorybow, z ktorych jeden zaatakował łodź poważnie ją uszkadzając. Przez stacje amatorskie Stanisław zawiadomił kostarykańską straż przybrzeżną. Przysłane dwa samoloty latając nisko nad wodą przepłoszyły stado (były to prawdopodobnie orki). Usuwając bez przerwy wodę z jachtu za pomocą ręcznej pompy, Stanisław zdołał dotrzeć bezpiecznie do Cocos Island. Po kilkudniowym postoju i naprawie jachtu ruszył dalej na Tahiti, gdzie ma się zatrzymać na około poł roku. Na TI9 zastał barak z zainstalowanym agregatem a obok wieżę z beamem — bazę odwiedzających od czasu do czasu wyspę krotkofalowcow z Kostaryki. Żałował, że nie pomyślał wcześniej o załatwieniu licencji na pracę z TI9! Kilka miesięcy wcześniej, Stanisław podczas pobytu na Karaibach pracował razem z Ryszardem K1CC z St. Vincent (J7). Ostatnio wystąpił poprzez konsulat polski w Panamie o uaktualnienie swojej licencji SP. Załatwienie tej sprawy na pewno pomogłoby mu w uzyskaniu zezwoleń na pracę z rzadko odwiedzanych przez krotkofalowcow wysp znajdujących się na jego trasie — do czego mocno go namawiamy. Polska ekspedycja dx-owa na Pacyfiku — tego jeszcze nie było! Podroż Stanisława jest przewidziana na około 3 lata.

● Łatwym do osiągnięcia krajem stał się w kwietniu i maju trudny dotąd Benin (TY). Najpierw pracował stamtąd pod znakiem TYA11 znany Carl K4YT, poźniej przez dwa tygodnie bardzo aktywnie wykorzystywał ten znak nie mniej popularny ON5NT, wreszcie przez tydzień jako TY9ER byli aktywni głownie na cw DL8DC i DJ2BW.

● Próżno by szukać na najdokładniejszych mapach maleńkiej wysepki Kingman Reef położonej 720 mil na południowy wschod od wyspy Johnson na Pacyfiku. Jest to pozbawiony wszelkiej roślinności skrawek pokrytej odłamkami koralowca plaży, ktorej jedynymi mieszkańcami są kraby i ptaki morskie. Długość wyspy wynosi 300 m, szerokość zaledwie około 20 m, najwyższe wzniesienie ma 1,8 metra.
Fakt umieszczenia tej — jak z humorystycznych obrazkow o rozbitkach wysepki na liście krajow DXCC dotąd budzi kontrowersje. Ale fakt jest faktem. Kingman Reef figuruje na liście od czasu pierwszej ekspedycji KP6KR zorganizowanej przez Northern California DX Club w 1974 r. i odtąd QSO z nią jest marzeniem wszystkich DX-manow świata.
Cztery dotychczas zorganizowane tam wyprawy były aktywne zaledwie po kilkadziesiąt godzin i nie były w stanie rozładować ogromnej kolejki chętnych na QSO, szczegolnie w Europie. W Polsce np. liczba stacji, ktore mogą się pochwalić potwierdzonymi łącznościami z Kingman, nie przekracza 10.
Pierwsza wspomniana już wyprawa KP6KR latem 1974 r. w składzie czterech operatorow nawiązała w ciągu 29 godzin i 43 minut 5535 QSO, w tym tylko 241 ze stacjami europejskimi (w tym 2 SP). Dłuższy pobyt na wyspie uniemożliwiła pogarszająca się sztormowa pogoda. Ratując się przed rozbiciem jachtu, załoga została zmuszona do odcięcia liny kotwicznej. Z braku paliwa, straconego podczas dwudniowych poszukiwań wyspy, zrezygnowano z powrotu na Hawaje biorąc kurs na bliższą wyspę Johnson.
Bardziej efektywną była kolejna ekspedycja WA2FIJ KH5K, ktory przebywał na rafie dwie doby, ale okres jego pracy przypadł na dobre warunki propagacyjne w styczniu 1980 r. I tym razem rownież zalewające namiot fale zmusiły operatorow do odwrotu przed czasem.
Piszemy o tym tak szeroko, aby na przykładzie Kingman Reef wykazać jak duże trudności wiążą się z zaliczeniem tego typu „top dx" QSO. Adresujemy to oczywiście do tych, ktorzy dopiero wkraczają na ten wyższy szczebel wtajemniczenia w naszym hobby. Wyprawy do takich krajow jak Kingman są z reguły bardzo krotkie i odbywają się rzadko. Stracona okazja może się nie powtorzyć przez następne kilka lat. Ci ktorzy od lat polują w „eterze" na dx-owe rarytasy wiedzą o tym dobrze!
Takie wyprawy są na ogoł zapowiadane na pewien czas przed wyruszeniem. Dokładne śledzenie tych spraw zapewniają, wydawany co tydzień drukiem przez SP-DX Klub wrocławski biuletyn „CQ-DX" i nadawane przez SP5PWK wiadomości dx-owe — w każdą niedzielę po RBI. Z tych źrodeł można się było np. dowiedzieć już na kilka tygodni przedtem o planowanej kolejnej wyprawie na Kingman Reef (KH5K) i niedaleką Palmyra Group (KH5).
Od 17 kwietnia br. przez 4 dni był czynny ADØS KH5K. Niestety był to przykład, jak nie należy organizować wypraw do takich krajow jak Kingman. Moc nadajnika zaledwie 50 watow, proste anteny GP i dipol, a przede wszystkim zupełny brak umiejętności operatorskich sprawiły, że wyprawa dla Europy zakończyła się mizernym rezultatem zaledwie 120 łączności. Była to kolejna wyprawa, ktora wyraźnie faworyzowała pracę z USA. Ponieważ sytuacje takie powtarzają się ostatnio dosyć często, wysuwany jest pod adresem ARRL postulat o nieuznawanie do DXCC ekspedycji stosujących takie metody. Praca ADØS z Palmyry nie rożniły się niczym od pracy na KH5K z tym, że bilans QSO z Europą był jeszcze niższy.

EDWARD HENRYK SZADKOWSKI

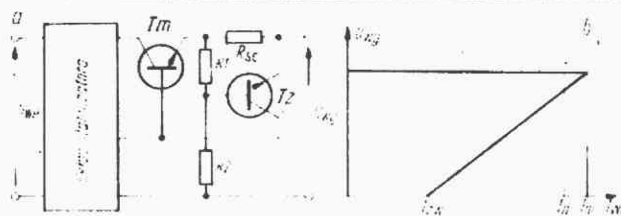
Dobór elementów zabezpieczenia nadprądowego stabilizatorów za pomocą nomogramów

Najczęściej spotykanym typem zabezpieczeń nadprądowych w szeregowych stabilizatorach napięcia są układy ograniczające prąd zwarcia do bezpiecznej wartości. Podstawową zaletą tych układów jest prostota projektowania, które sprowadza się do obliczenia wartości rezystora do pomiaru prądu tranzystora mocy (prądu emitera lub prądu kolektora – zależnie od przyjętej koncepcji zabezpieczenia). Wadą natomiast tych układów jest fakt, że tranzystor mocy musi być dobierany do warunków panujących przy zwarciu, wobec tego podczas normalnej pracy nie jest w pełni wykorzystywany.

Z prostych obliczeń wynika, że moc wydzielana w tranzystorze mocy podczas zwarcia (w układzie z ograniczeniem prądu zwarcia) jest 2 do 4 (i więcej) razy większa niż podczas normalnej pracy.

Znacznie lepsze wykorzystanie tranzystora mocy w stabilizatorach napięcia zapewniają układy zabezpieczenia nadprądowego z redukcją prądu przy zwarciu. W układzie takim można zrealizować założenie, aby moc wydzielana w tranzystorze przy zwarciu była najwyżej równa mocy wydzielanej podczas normalnej pracy.

Na rysunku 1 przedstawiono standardowe rozwiązanie tego typu zabezpieczenia, składające się z rezystorów R_{sc}, R1, R2 oraz tranzystora T_z. Tranzystor T_z jest tranzystorem krzemowym małej mocy o wartości $U_{BE} = 0,7$ V. W układzie stabilizatora wykonanym z elementów dyskretnych może to być tranzystor np.: BC107, BC147, BC237, BC337, BC414 i inne. W układzie stabilizatora scalonego, jak np. uA723 tranzystor T_z pracujący jako czujnik prądu znajduje się wewnątrz układu, z wyprowadzeniem tylko końcówek bazy i emitera.



Rys. 1. Układ zabezpieczenia przeciwzwarciowego do stabilizatora
a – schemat układu; b – charakterystyka napięciowo-prądowa

W niniejszym artykule jest przedstawiona metoda doboru elementów zabezpieczenia z charakterystyką Foldback, oparta na nomogramach dla praktycznie dowolnych napięć stabilizowanych oraz dowolnych prądów wyjściowych.

Danymi wyjściowymi dla doboru rezystorów R1, R2 oraz R_{sc} są: wartość napięcia wyjściowego U_{wy} oraz parametr określony jako:

$$k = \frac{I_m}{I_{zw}} \qquad (1)$$

Najczęściej spotykane wartości „k" wynoszą 2 do 4 i takie też wartości uwzględniono w nomogramach. Wartość prądu maksymalnego I_m można przyjąć jako $1,1\,I_n$ (I_n – prąd znamionowy), natomiast wartość prądu zwarcia I_{zw} należy przyjmować w zależności od możliwej dopuszczalnej mocy traconej w tranzystorze T_m oraz od wielkości napięcia wejściowego stabilizatora.

Przy małych wartościach U_{wy} należy unikać wybierania „k" zbyt dużego, gdyż oznacza to duży spadek napięcia na rezystorze R_{sc}, a więc spadek sprawności. Wartość parametru „k" można też oszacować jako:

$$k = \frac{U_{we}}{U_{we} - U_{wy}} \qquad (2)$$

co oznacza, że przy zwarciu moc tracona w tranzystorze T_m będzie mniejsza (lub równa) od mocy traconej na nim podczas normalnej pracy.

Wielkość rezystora R_{sc} oblicza się ze wzoru:

$$R_{sc} = \frac{A}{I_m} \ (\Omega) \qquad (3)$$

w którym: A (V) jest wartością spadku napięcia na rezystorze R_{sc} przy płynącym prądzie I_m, odczytaną z nomogramu na rysunku 2.

Wartości rezystorów R1 i R2 określa się ze wzoru:

$$R2 = B \cdot R1 \cdot 10^{-3} \ (k\Omega) \qquad (4)$$

w którym: B (bezwymiarowe) jest wielkością odczytaną z nomogramu na rys. 3, a wartość rezystora R1 jest zwykle przyjmowana w granicach od 100 do 1000 Ω.

W razie konieczności regulacji prądu I_m, należy między rezystory R1 i R2 włączyć potencjometr, którego suwak łączy się z bazą tranzystora T_z. Rezystancję potencjometru określa się z zależności:

$$R_p = C \cdot R1 \ (\Omega) \qquad (5)$$

przy czym: wartość C (bezwymiarowe) jest odczytana z nomogramu na rys. 4.

Taki dobór rezystancji potencjometru zapewnia regulację w zakresie ±20% od założonej wartości I_m. Jeżeli wymagany jest jeszcze większy zakres regulacji I_m, to wartość C odczytaną z wykresu należy zwiększyć tyle razy, ile razy żądany zakres regulacji jest większy od 20%. Wyznaczone wartości rezystorów R1 i R2 powinny być zmniejszone o $0,5\,R_p$; w praktyce wystarczy zmniejszenie rezystora R1, gdyż rezystancja R2 zwykle jest dużo większa od R_p. Regulacja prądu I_m powoduje także zmiany prądu I_{zw}, ale są to zmiany minimalne (rzędu kilku procent).

Wartości parametrów A, B, C były obliczone (przy wykonywaniu nomogramów) przy założeniu, że U_{BE} tranzystora T_z wynosi 0,7 V. Oznacza to, że ze wzrostem temperatury ograniczanie prądu nastąpi przy mniejszym od założonego prądzie I_m płynącym przez tranzystor mocy. Wielkość maksymalnej mocy P_m, jaka wydzieli się na rezystorze R_{sc} można łatwo określić ze wzoru:

$$P_m = A \cdot I_m \ (W) \qquad (6)$$

Dla zilustrowania opisanej metody podane są niżej dwa przykłady doboru elementów zabezpieczenia z charakterystyką Foldback.

PRZYKŁAD 1

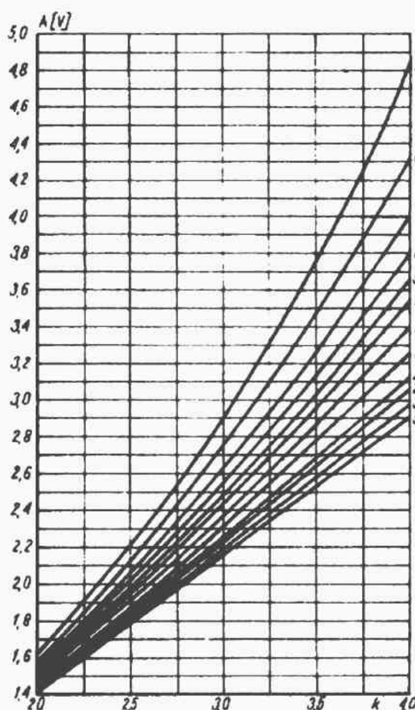
$U_{wy} = 24$ V; $I_n = 3$ A; $k = 2,5$;

Z nomogramów: $A = 1,83$; $B = 21,9$;

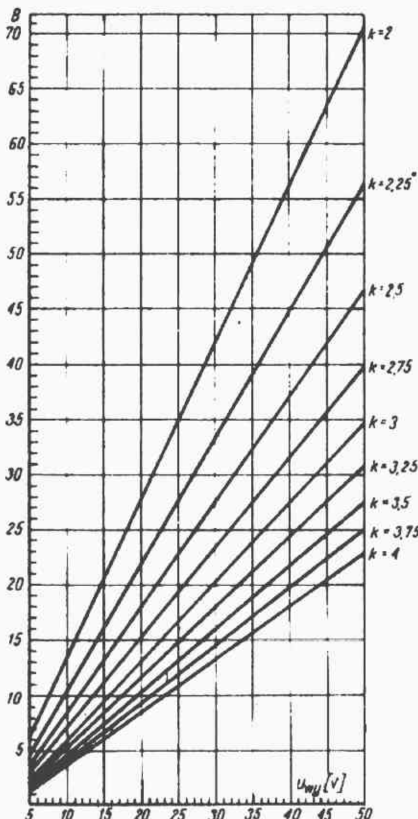
$$R_{sc} = \frac{1,83}{1,1 \cdot 3} = 0,55\ \Omega$$

Zakładamy $R1 = 680\ \Omega$; $R2 = 21,9 \cdot 680 \cdot 10^{-3} = 14,9\ k\Omega$

Ostatecznie: $R_{sc} = 0,55\ \Omega$; $R1 = 680\ \Omega$; $R2 = 15\ k\Omega$

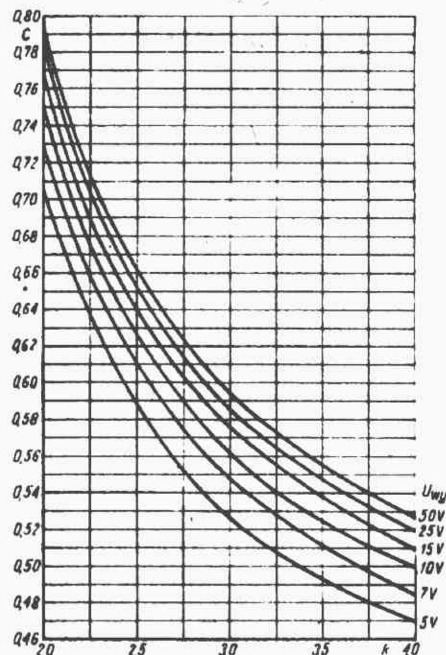


Rys. 2. Zależność spadku napięcia na rezystorze R_{sc} (A) od współczynnika „k" przy różnych napięciach wyjściowych stabilizatora



Rys. 3. Zależność współczynnika „b" od napięcia wyjściowego U_{wy} przy różnych wartościach współczynnika „k"

Rys. 4. Zależność współczynnika „c" od współczynnika „k" przy różnych napięciach wyjściowych stabilizatora



PRZYKŁAD 2

U_{wy} = 5 V; I_n = 2 A; k = 2; zakres regulacji I_m ±20%

Z nomogramów: A = 1,63; B = 6,2; C = 0,7;

$$R_{sc} = \frac{1{,}63}{1{,}1 \cdot 2} = 0{,}74\ \Omega$$

Zakładamy R1 = 680 Ω; R2 = $6{,}2 \cdot 680 \cdot 10^{-3}$ = 4,2 kΩ; R_p = = 0,7·680 Ω = 480 Ω

Ostatecznie: R_{sc} = 0,74 Ω; R1 = 430 Ω; R2 = 3,9 kΩ; R_p = 470 Ω;

Na podstawie przykładów można stwierdzić, że nomogramy znacznie upraszczają dobór elementów zabezpieczenia nadprądowego stabilizatorów, eliminując konieczność wykonywania złożonych obliczeń.

LITERATURA

1. Borkowski A. – Układy scalone w stabilizatorach napięcia stałego. WNT, Warszawa 1979.
2. Kulka Z., Nadachowski M. - Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. WKŁ, Warszawa 1975.

re elektronika samochodowa

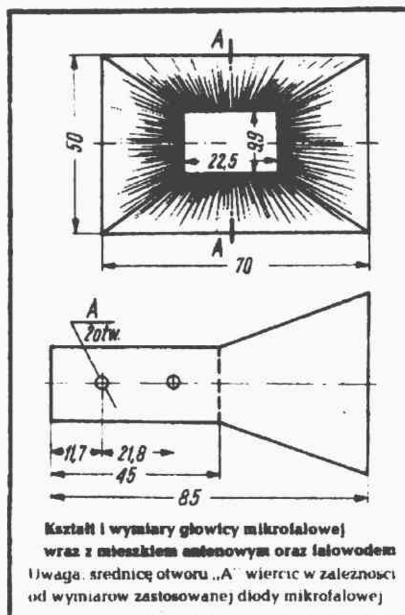
Wykrywacz promieniowania radaru drogowego

Uzupełnienie do artykułu zamieszczonego w nrze 3/1981 „Re".

Artykuł omawiający zasadę działania i budowę wykrywacza promieniowania radarowego wzbudził żywe zainteresowanie wielu Czytelników, którzy chcieliby takie urządzenie skonstruować. Na ich życzenie Autorzy artykułu podają poniżej uzupełniające informacje dotyczące wymiarów głowicy mikrofalowej, tj. anteny i falowodu. Kształt i wymiary tego elementu przedstawiono na rys. 1.

Głowicę należy wykonać z blachy stalowej lub aluminiowej o grubości 1 mm do 1,5 mm, metodą zaginania, a następnie spawania krawędzi. W celu uzyskania dokładnych wymiarów uwidocznionych na rysunku, wskazana jest uzupełniająca obróbka mechaniczna.

Irena Gwiazdowska, Karol Renau



Kształt i wymiary głowicy mikrofalowej wraz z mieszkiem antenowym oraz falowodem

Uwaga: średnicę otworu „A" wiercić w zależności od wymiarów zastosowanej diody mikrofalowej

Przystosowanie gramofonu G-1100 Fs „Daniel" do płyt 45 obr/min o średnicy 300 mm

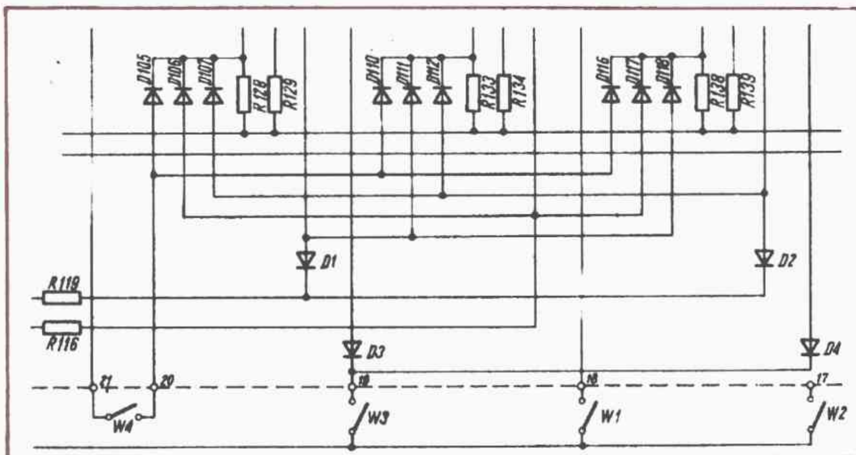
Gramofony typu G-1100 Fs oraz WG-1100 Fs są przeznaczone do odtwarzania zapisu płyt o prędkościach obrotowych 33 ¹/₃ obr/min o średnicy 300 i 250 mm oraz 45 obr/min (o średnicy 175 mm). Nie ma jednak możliwości odtwarzania zapisu płyt o prędkości obrotowej 45 obr/min i średnicy 300 mm, które pojawiły się na rynku (tzw. „maxi-single").

Najkorzystniejsze byłoby wbudowanie jeszcze jednego przełącznika sensorowego; niestety z wielu względów jest to trudne.

Proponowana przeróbka układu gramofonu umożliwia odtwarzanie zapisu płyt 45 obr/min o średnicy 300 mm przy użyciu przełącznika sensorowego 33/250.

Zaletą proponowanej przeróbki jest to, że działanie przełączników 33/300 i 45/175 nie zmienia się.

Zmiany układu, jakie trzeba wykonać, zostały przedstawione na rysunku, który należy porównać z oryginalnym schematem gramofonu G-1100 Fs (patrz RiK nr 5/1979 r.).



Jako diody D1 i D2 można wykorzystać diody D120 i D115 układu, bowiem zamiast nich wmontowuje się zwieracze. Jako diod D3 i D4 można użyć dowolnych diod krzemowych (np. typu BAVP 18).

Diody D3 i D4 można przylutować bezpośrednio do mikrowyłącznika W3. Przy wykonywaniu przeróbki konieczne jest wykonanie odpowiednich połączeń dodatkowych oraz przerwanie niektórych ścieżek na płytce drukowanej.

Przemysław Ratajczak

Źródło częstotliwości wzorcowej 60 Hz do zegara elektronicznego

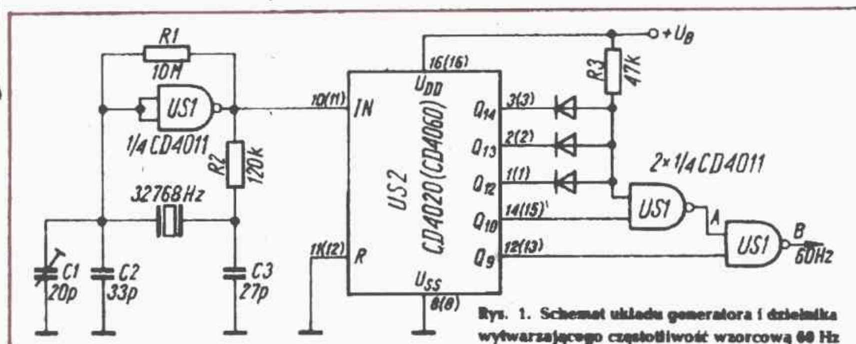
Zdarza się, że przystępując do budowy zegara elektronicznego mamy do dyspozycji układ scalony zegara wymagający częstotliwości wzorcowej 60 Hz. Niżej przedstawiam (nawiązując do artykułu o scalonych układach zegarów z „Re" nr 11/80, str. 270) prosty sposób otrzymania tej częstotliwości przy wykorzystaniu często stosowanego kwarcu o częstotliwości 32, 768 Hz

Schemat układu przedstawiono na rys. 1, a przebiegi czasowe w wybranych punktach – na rys. 2. Działanie układu polega na wycinaniu z przebiegu 64 Hz, czterech impulsów w ciągu każdej sekundy, co odpowiada opuszczeniu dwóch impulsów w czasie 0,5 s (przebieg B na rys. 2).

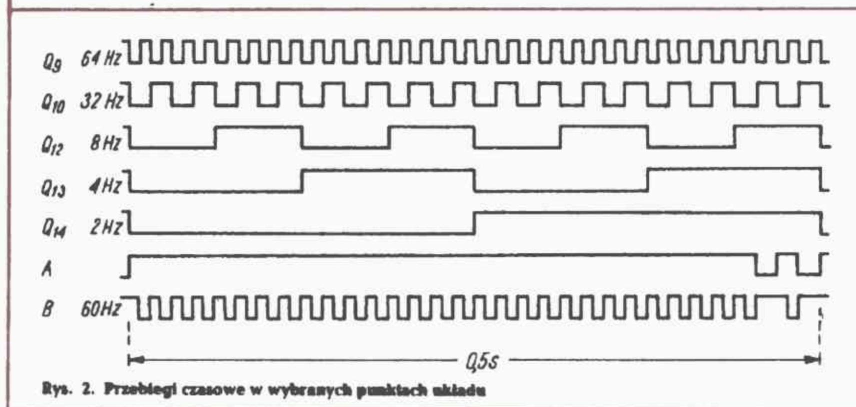
Pewnym ułatwieniem w realizacji takiej wersji zegara jest możliwość zastosowania jako dzielnika częstotliwości – układu scalonego US2-CD4020 lub CD4060.

Dla układu scalonego CD4060 odpowiednie numery wprowadzeń są podane w nawiasach.

mgr inż. Franciszek Piasecki



Rys. 1. Schemat układu generatora i dzielnika wytwarzającego częstotliwość wzorcową 60 Hz



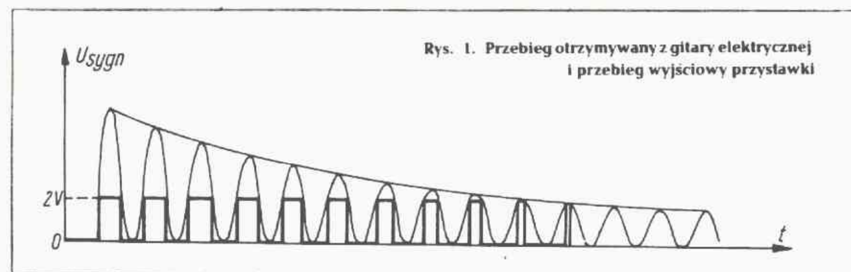
Rys. 2. Przebiegi czasowe w wybranych punktach układu

Przystawka „fuzz”

ROBERT STUFKA

Opisywane dotychczas w „Radioelektroniku” układy „fuzz” były w większości przypadków wzmacniaczami o dużej czułości, w których przesterowane tranzystory odcinały szczyty sygnału sinousoidalnego.

Opracowany przeze mnie układ charakteryzuje się inną zasadą pracy i odmiennymi parametrami wyjściowymi. Poziom napięcia sygnału wyjściowego jest stały, a dźwięk zmienia się nieznacznie (rys. 1).



Rys. 1. Przebieg otrzymywany z gitary elektrycznej i przebieg wyjściowy przystawki

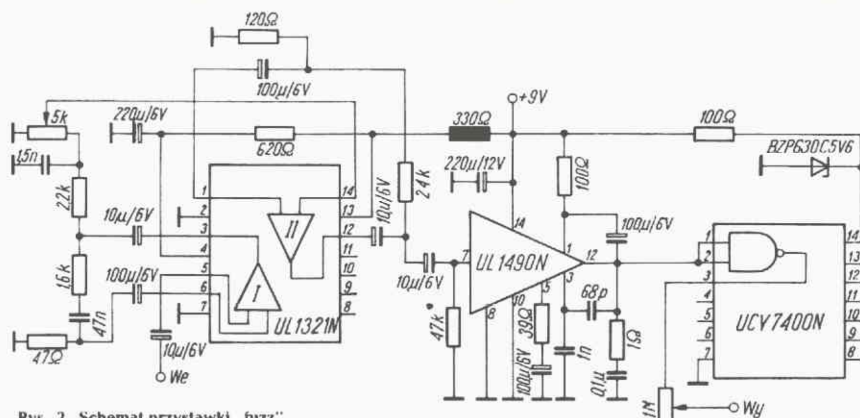
Czas trwania dźwięku zależy głównie od czułości przetworników w gitarze, przy czym przez cały czas, aż do gwałtownego zaniku, sygnał ma przebieg prostokątny. W przypadku gitar solowych dźwięk trwa 5...9 s, zaś basowych – do 15 s.

Układ zawiera trzy podstawowe stopnie (rys. 2). Pierwszym jest podwójny przedwzmacniacz scalony typu UL1321. Obydwa wzmacniacze są połączone szeregowo (przez układ RC korekcji charakterystyki), dzięki czemu uzyskuje się dużą czułość wejściową rzędu 1 mV. Napięcie sygnału na wyjściu wzmacniacza, którego wartość można regulować potencjometrem 5 kΩ, ma wartość około 1 V. Sygnał jest doprowadzony do drugiego stopnia, w którym zastosowano wzmacniacz scalony m.cz. typu UL1490N. Został wykorzystany typowy schemat zalecany przez producenta (CEMI).

Zadaniem tego stopnia jest podwyższenie napięcia, tak aby jak najdłużej wartość jego przekraczała 2 V, bo to decyduje o czasie trwania dźwięku całej przystawki.

Trzecim stopniem jest przekształtnik sygnału sinusoidalnego w prostokątny. Funkcję tę pełni jedna bramka NAND z układu scalonego UCY7400. Gdy napięcie na wejściach tej bramki ma wartość większą od 2 V (logiczna jedynka TTL) pojawia się napięcie na wyjściach, zaś sygnał prostokątny ma strome zbocza, zawiera więc wiele częstotliwości harmonicznych, co jest najważniejszą cechą tej przystawki.

Cały układ jest zasilany napięciem 9 V, a pobór prądu wynosi około 40 mA, przy czym napięcie zasilania układu scalonego UCY7400 jest stabilizowane (5 V).



Rys. 2. Schemat przystawki „fuzz”

Przy uruchamianiu urządzenia stopnie wzmacniające mogą wzbudzać się. Pewien wpływ na te niepożądane zjawiska ma wartość rezystancji przyłączonej do wejścia drugiego stopnia (rezystor 47 kΩ przyłączony do wejścia 7 układu scalonego UL1490N). Rezystancja ta nie powinna przekraczać 50 kΩ.

ogłoszenia

Niedrogo sprzedam 5 diod 200 A 600 V. Marian Kasperski, 24-223 Kłodnica Dolna. EO/604 K 81

Komplementarny układ redukcji szumów i układ automatycznej regulacji poziomu zapisu do M2403 4 5, ZK 246 oraz generator akustyczny sprzedam. W. Majewski, ul. Osiedle przy Stadionie 11, 66-400 Gorzów Wlkp. EO 602 K 81

Obwody drukowane wg załączonego rysunku za zaliczeniem pocztowym w cenie 4 zł cm² wykonuję. Roman Wąsowski, ul. Chemików 15 m 54, 87-800 Włocławek. EO 599 K 81

Elektroniczne zegary cyfrowe, samochodowe Uz-6 V tanio sprzedam. Andrzej Cimała, 43-445 Dzięgielów 178, woj. B. Biała. EO 601 K 81

Zawsze aktualne. Płytki miedziowane 15 zł 1 dm². Płyty bakelitowe konstrukcyjno-izolacyjne 1 kpl. – 36 dm² – 50 zł. Kupię pilnie na części generator G-430. Adam Jezior, 21-100 Lubartów, skr. p. 56. EO 600 K 81

„PMS elektronik” projektuje i wykonuje na zamówienie, w oparciu o najnowsze technologie, elektroniczną aparaturę kontrolno-pomiarową: multimetry, falomierze, generatory itp. oraz specjalistyczny sprzęt elektroniczny z zakresu automatyki i sterowania. „PMS elektronik” ul. Legionowa 23, 00-343 Warszawa EO 620 K 81

Huta Miedzi „Legnica” w Legnicy, ul. Złotoryjska pilnie zakupi od przedsiębiorstw państwowych lub osób prywatnych lampy typ 6H5C – 8 szt. do oscyloskopu TR-4401. Oferty przyjmie Dział Zaopatrzenia, tel. 65-554. EO 657 K 81

TRANSCEIVER 14 MHz z możliwością dorabiania pozostałych pasm, zasilacz FM-302, nadajnik 144 MHz AM CW sprzedam. Ryszard Musielak, ul. Rzymska 9, 62-800 Kalisz. EO 624 K 81

Kompletnie wykonaną mechanikę-chassis (obudowy) do transceiverów typ SP5WW II wersja (lakier piecowy), nadajniki oraz do innych urządzeń ozdobne płyty czołowe i maskownice, płytki drukowane metodą hipodruku wykonam. Z.E – meh. W. Olejnik, 62-840 Koźminek, Pl. Wolności 7. EO 623 K 81

Sprzedam różne części elektroniczne. Janusz Wiśniewski, 87-100 Toruń 14, skr.poczt. 26. EO 634 K 81

Sprzedam lampy teratronowe TX4B-1. St. Matecka, Gierymskiego 5 40, 00-772 Warszawa, tel. 41-74-57. EO 633 K 81

Sprzedam monitor SSTV 70 A firmy Robot USA. Listy do L. Morcinek, Sośnica, 42-753 Miotek. EO 632 K 81

Nawiążę korespondencję w zakresie praktycznego odbioru zagranicznych stacji telewizyjnych. Ryszard Mroczkowski, ul. Sobiesiaka 46d 13, 42-600 Tarnowskie Góry. EO 631 K 81

Kupię (NH₄)Cr₂O₇ ch.cz., filtr 1–34F1, 3-23A4, FCM 10,7, FCD-465-7-36. Oferty: Andrzej Żuk, 21-540 Małaszewicze, m. Wólka Dobryńska 94. EO 630 K 81

Kupię wykrywacz metali. Zasięg około 2 m. Podać opis i cenę. Jerzy Stępniak, Grondy, 24-211 Ratoszyn. EO 629 K 81

Pilnie kupię kwarc 10,235 lub 11,35 MHz. Janusz Dębski, ul. Kamieniecka 9, 58-308 Wałbrzych. EO 651 K 81

Kupię lampę oscyloskopową typ D13-620 lub D13-480GH. Wiesław Leda, skr.poczt. 24, 32-511 Jaworzno, tel. 53-00. EO 656 K 81

re przegląd wydawnictw

„JOWISZ" – ODBIORNIK TELEWIZJI KOLOROWEJ – Praca zbiorowa pod kierunkiem mgr inż. Janusza Podobasa i inż. Jerzego Kani. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1981. Nakład 30 000 egz., str. 280, cena zł 160.

Po raz pierwszy chyba, czytelnicy otrzymali książkę o tak kompleksowym i szczegółowym ujęciu tematu, któremu jest poświęcona. Omówiono w niej wszystkie zagadnienia związane z pierwszym polskim odbiornikiem telewizji kolorowej „Jowisz", a mianowicie: zasady funkcjonowania telewizji kolorowej, wykaz krajowych stacji telewizyjnych, budowę i działanie odbiornika, przewidywane kierunki rozwoju konstrukcyjnego, eksploatację oraz serwis.

Specjalny rozdział poświęcono objaśnieniu zasady działania i konstrukcji kineskopu typu PIL, zastosowanego w odbiorniku „Jowisz". Dla podkreślenia zalet takiej konstrukcji porównano ją z budową, spotykanego u nas dotychczas w radzieckich odbiornikach „Rubin" i „Elektron", kineskopu systemu Δ (delta).

Kolejne rozdziały książki dotyczą konstrukcji mechanicznej odbiornika „Jowisz", parametrów technicznych i zasady działania układów elektronicznych. Oddzielnie omówiono zespoły, w które będą wyposażane następne wersje odbiornika, np. zdalne sterowanie, zegar elektroniczny, bezprzewodową transmisję fonii.

Wystarczająco wiele miejsca poświęcono serwisowi, to znaczy instalacji odbiornika u użytkownika, wskazówkom eksploatacyjnym oraz naprawom. Liczne tablice objaśniają sposób postępowania w zależności od objawów uszkodzenia. Podano szczegółowe wskazówki demontażu odbiornika i zalecenia BHP przy pracach serwisowych.

Wszystkie zagadnienia są omawiane szczegółowo, np. opisy działania układów poszczególnych bloków funkcjonalnych zawierają dokładne objaśnienia funkcjonowania zastosowanych w nich układów scalonych; podano także oscylogramy przebiegów sygnałów w charakterystycznych punktach układu, a także wartości napięć i prądów.

Dużą zaletą książki jest zrozumiały, a jednocześnie precyzyjny język, którym operują autorzy, pozbawiony niepotrzebnie rozwlekłych opisów. Zastrzeżenia budzi jedynie gwara techniczna, choć trzeba przyznać, że nie jest jej wiele.

Wydawnictwo dołożyło starań, aby strona edytorska książki była na właściwym poziomie. Efekty tych wysiłków zostały skutecznie pomniejszone przez złą jakość papieru. Ucierpiały przy tym przede wszystkim fotografie. Trudno pisać o telewizji kolorowej przy tak skromnych możliwościach poligraficznych. Na wkładce znalazło się miejsce jedynie dla dwu kolorowych rysunków. Szkoda, bo również rysunki przedstawiające zasadę działania kineskopu maskowego, rozmieszczenie luminoforów na ekranach i kilka następnych, powinno być barwnych. Książkę wydano w stosunkowo dużym nakładzie 30 tys. egzemplarzy, ale duża liczba zainteresowanych sprawiła, że książka została bardzo szybko sprzedana.

J.

ELEKTRONIZACJA – zeszyt 12. Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1981. Wyd. 1. Nakład 5200 egz., str. 60, cena zł 30.

Zeszyt 12 informatora zawiera dwa artykuły. Pierwszy – wypełniający 85% objętości zeszytu – nosi tytuł: „Współczesne cyfrowe układy scalone. Kierunki rozwojowe". Jest to obszerny przegląd, umożliwiający zorientowanie się w całej palecie współcześnie produkowanych cyfrowych układów scalonych, zakończony wnioskami dotyczącymi najbliższej przyszłości.

Przedstawiono w nim krótką charakterystykę układów klas: TTL, ECL, MOS, C-MOS oraz I^2L i CCD oraz porównano ich główne cechy. W dalszej części artykułu zaprezentowano wybrane układy cyfrowe o szerokim zastosowaniu, jak: układy arytmetyczno-logiczne, multiplikatory, pamięci RAM, pamięci ROM oraz ich odmiany (PROM, EPROM, EAPROM), pamięci sekwencyjne CCD. Wspomniano także o pamięciach pęcherzykowych.

Następna część artykułu zawiera przegląd układów i systemów mikroprocesorowych i mikrokomputerowych. Przedstawiono mikroprocesory 4-bitowe (w tym mikrokomputery, np. TMS100 Texas Instruments, MC14100 Motorola) i szerzej mikroprocesory 8-bitowe (8080, 6800, Z-80, 8048 i inne). Z nowej generacji mikroprocesorów 16-bitowych opisano krótko układy: TMS9900, 8086, Z8000, 68000. Oddzielnie przedstawiono bipolarne systemy mikroprocesorowe: 74S481, 10800, F100220. W końcowej części artykułu podano wybrane układy LSI do zastosowań specjalnych, a mianowicie: układy zegarowe, układy kalkulatorowe, układy do sprzętu gospodarstwa domowego i pojazdów samochodowych, układy stosowane w telekomunikacji. Artykuł jest wielce przydatny dla tych elektroników, którzy stykając się ze współczesną techniką cyfrową chcą zorientować się w rodzajach produkowanych układów scalonych i ich zastosowaniach.

W drugim artykule jest opisana konkretna propozycja rozwiązania konsoli operatorskiej systemu mikroprocesorowego, złożonej z klawiatury i pola odczytowego utworzonego przez zespół wskaźników cyfrowych. Koncepcja była sprawdzona na modelu współpracującym z mikrokomputerem zawierającym procesor 8080. Strona edytorska zeszytu – dobra.

A. W

Od Redakcji

W nrze 4/81 (IV str. okładki) autorem recenzji książki pt. „Wprowadzenie do biologicznej i medycznej techniki pomiarowej" był mgr inż. Wojciech Grabowski. Za przeoczenie to przepraszamy Autora.



Odsysacze do cyny typ OD-1 zalecane jako uniwersalne w serwisie RTV

Odsysacze do cyny typ OD-2 zalecane przy pracy z układami scalonymi, szczególnie w serwisie maszyn cyfrowych

Odsysacze do cyny typ OD-3 zalecane przy dużych lutach

Końcówki teflonowe do odsysaczy typ OD-1, OD-2, OD-3

Cewki do rozmagnesowywania maski kineskopów OTV-kolor

Zamówienia na adres:
SPÓŁDZIELNIA RZEMIEŚLNICZA
Plac Zwycięstwa 3, 55-200 Oława
Tel. 33-39

Zamówienia indywidualne za pobraniem pocztowym realizowane w pierwszej kolejności.
Cena odsysacza 280 zł/szt.
Cena cewki rozmagnesowującej 970 zł/szt.
Cena końcówki teflonowej 65 zł/szt.
Ceny zatwierdzone w WKC.

EO/430/K/81